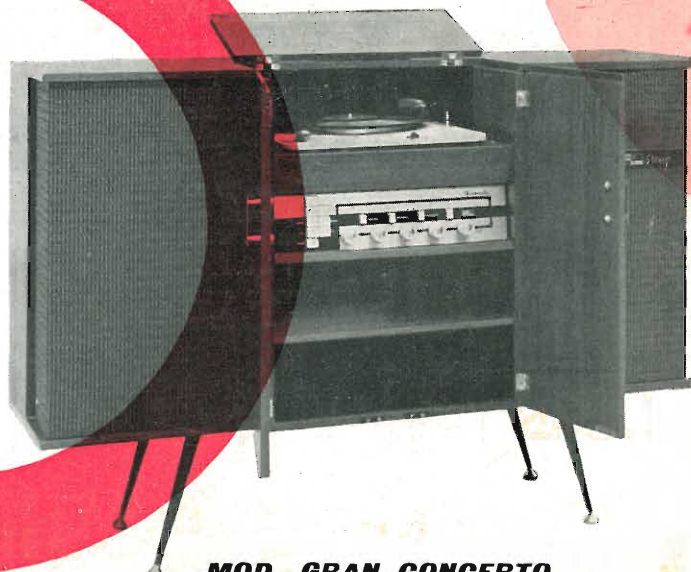
TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

NUMERO 7

Anno XXXIII - Luglio 1961

LIRE 350

COMUNICATO STRAORDINARIO

UNA GRANDE EVOLUZIONE NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI !!!

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO mod. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

Oltre a ciò e malgrado i continui aumenti dei costi, la I.C.E. è riuscita, per l'alto livello raggiunto nell'automazione, a **RIDURRE ANCORA I PREZZI** dei nuovi Tester Analizzatori pur aumentandone ancora notevolmente le caratteristiche tecniche, le portate, le doti estetiche e di robustezza.

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:

IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126 x 85 x 28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (stessa ampiezza dei precedenti modelli 680 B e 630 B pur avendone quasi dimezzato l'ingombro!)

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI (nove campi di misura e 44 portate!)

IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Speciale circuito elettrico Brevettato di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche cento volte superiori alla portata scelta!

Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche.

Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile.

Letture Ohmetriche da 1 Ohm fino a 10 Megaohms direttamente con la sola alimentazione della batteria interna da 3 Volts e fino a 100 Megaohms con alimentazione dalla rete luce. **Possibilità di misurare perfino i decimi di Ohm!!!**

Le indicazioni al fianco delle relative boccole sono eseguite in rosso per tutte le misure in corrente alternata ed in bianco su fondo nero per tutte le misure in corrente continua. Ciò rende ancora più veloce e più semplice l'individuazione della portata che si desidera impiegare e ne riduce notevolmente gli errori di manovra

Letture dirette di frequenza, di capacità, di potenza d'uscita e di reattanza.

9 CAMPI DI MISURA E 44 PORTATE !!!

VOLTS C. C.:	7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV - 2 V. - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
mA. C. C.:	6 portate: 50 μA. - 500 μA. - 5 mA - 50 mA. - 500 mA. e 5 A. C.C.
Ohms:	6 portate: 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω - 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure di decimi di Ohm - Alimentazione a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
RIVELATORE DI REATTANZA:	1 portata: da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	4 portate: (2 da 0 a 50.000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna)
FREQUENZA:	3 portate: 0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5.000 Hz.
V. USCITA:	6 portate: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	5 portate: da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA.; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 50 Amp.; 100 Amp. con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980.

Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito**

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **OMAGGIO DEL RELATIVO ASTUCCIO** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione.

Per i tecnici con minori esigenze la I. C. E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) **al prezzo di sole L. 6.900** franco stabilimento - astuccio compreso. **Listini dettagliati a richiesta.**

I.C.E. | **INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE - MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEF. 531.554/5/6**

Misuratore di isolamento Serie 2 — Misuratore combinato di isolamento e resistenze — Misuratore di resistenze di terra Serie 2

MEGGER

Ohmmetro tascabile Serie 3 — Misuratore di isolamento Serie — Misuratore di resistenze di terra Serie 4

MISURATORI DI ISOLAMENTO E DI TERRA
STRUMENTI DI MISURA

Misuratore di isolamento Serie 1 — Polarografo registratore — Pirometro tecnico

ING. S. & DR. GUIDO BELOTTI

Telegr.: Ingbelotti Milano	MILANO PIAZZA TRENTO, 8	Telefoni 54.20.51 54.20.52 54.20.53 54.20.20
GENOVA Via G. D'Annunzio, 1-7	**ROMA** Via Lazio 6 (Ang. Via Veneto)	**NAPOLI** Via Medina, 61

in auto... in casa... in gita...

ZEPHYR 3°

l'unica radio tascabile a transistors che si trasforma in autoradio senza antenna esterna

In casa funziona con la normale corrente elettrica. All'aperto vi offre la grande autonomia delle sue pile. In automobile s'innesta, con un semplice gesto, sull'apposito supporto, ricavando la sua alimentazione dall'impianto elettrico della vettura.

ZEPHYR 3° triplicherà l'eccezionale successo in tutto il mondo della serie degli apparecchi **VOXSON ZEPHYR**

una simpatica amica nella borsetta

MAGIC

Vi dirà tutto, pronta e fedele, sempre e dovunque.

È la potente radio in miniatura con i nuovi drift transistors, che garantiscono una sensibilità ed una musicalità finora sconosciute.

un cordiale amico per la spiaggia

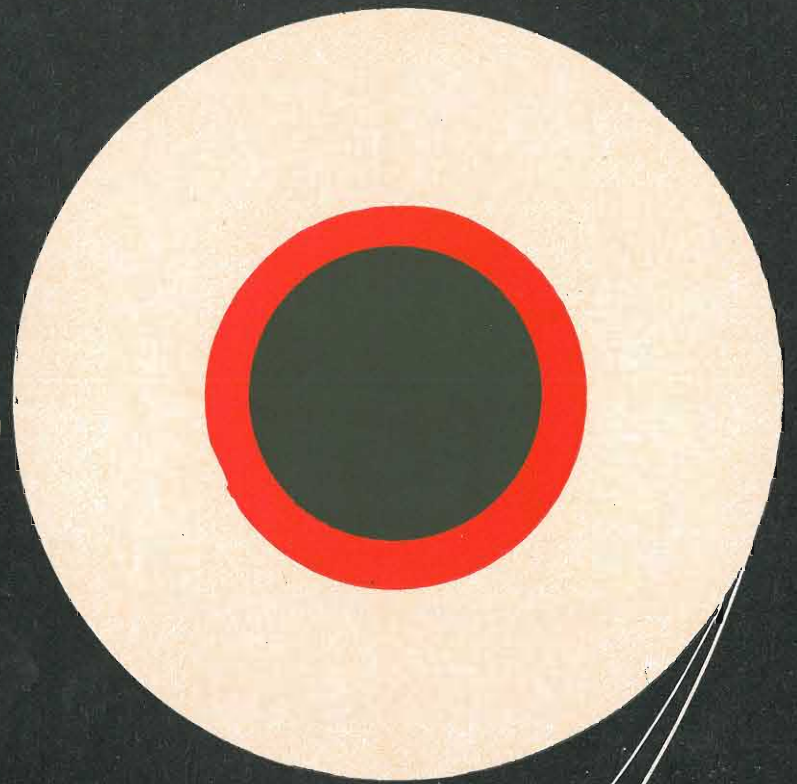
È la radio portatile di gran classe.

Nella lussuosa custodia in pelle naturale con eleganti finiture, è racchiuso il più potente ed efficiente circuito transistor, che assicura una eccezionale sensibilità ed una voce armoniosa

VOXSON SPORTSMAN ha un'incredibile autonomia: 500 ore di ascolto con una sola pila da 700 lire.

VOXSON *vi costringe al meglio!*

MONTIVEL

film di tereftalato di polietilenglicole

Il MONTIVEL è un film poliestere di produzione Montecatini, particolarmente indicato, per la sua eccezionale versatilità, agli usi elettrici più svariati e tecnicamente più esigenti.

Ha eccellenti proprietà meccaniche; presenta una elevatissima resistenza all'isolamento e all'invecchiamento; ha una rigidità dielettrica più elevata di qualsiasi altro materiale isolante flessibile; il suo campo di applicabilità varia da - 60 °C a + 150 °C.

L'inalterabilità del MONTIVEL e la sua ottima lavorabilità ne estendono l'impiego ad un gran numero di settori tecnologici:

- Avvolgimento di cavi telefonici e di cavi per energia
- Avvolgimento di fili e di piccoli conduttori
- Preparazione di condensatori fissi per radio, televisione, elettronica e telefonia
- Preparazione di isolanti accoppiati per isolamenti di cava e nastrature speciali
- Isolamento di motori, trasformatori e relais
- Preparazione di nastri adesivi isolanti
- Preparazione di nastri magnetici

MONTECATINI

Direzione dei Servizi Vendite Resine, Vernici e Diversi Milano Largo Guido Donegani 1/2 tel. 63.33/4

CONDENSATORI A MICA

CONDENSATORI CERAMICI

CONDENSATORI IN POLISTIROLO

POTENZIOMETRI A GRAFITE

MIAL

MILANO VIA FORTEZZA, 11 • TELEFONI: 25.71.631/2/3/4

Tubi per la Vostra Media Frequenza TV?

RCA Vi offre la combinazione più conveniente

6CB6 *Pentodo miniatura a 7 piedini a trasconduttanza fissa.*

6CF6 *Pentodo miniatura a 7 piedini a trasconduttanza fissa e interdizione controllata.*

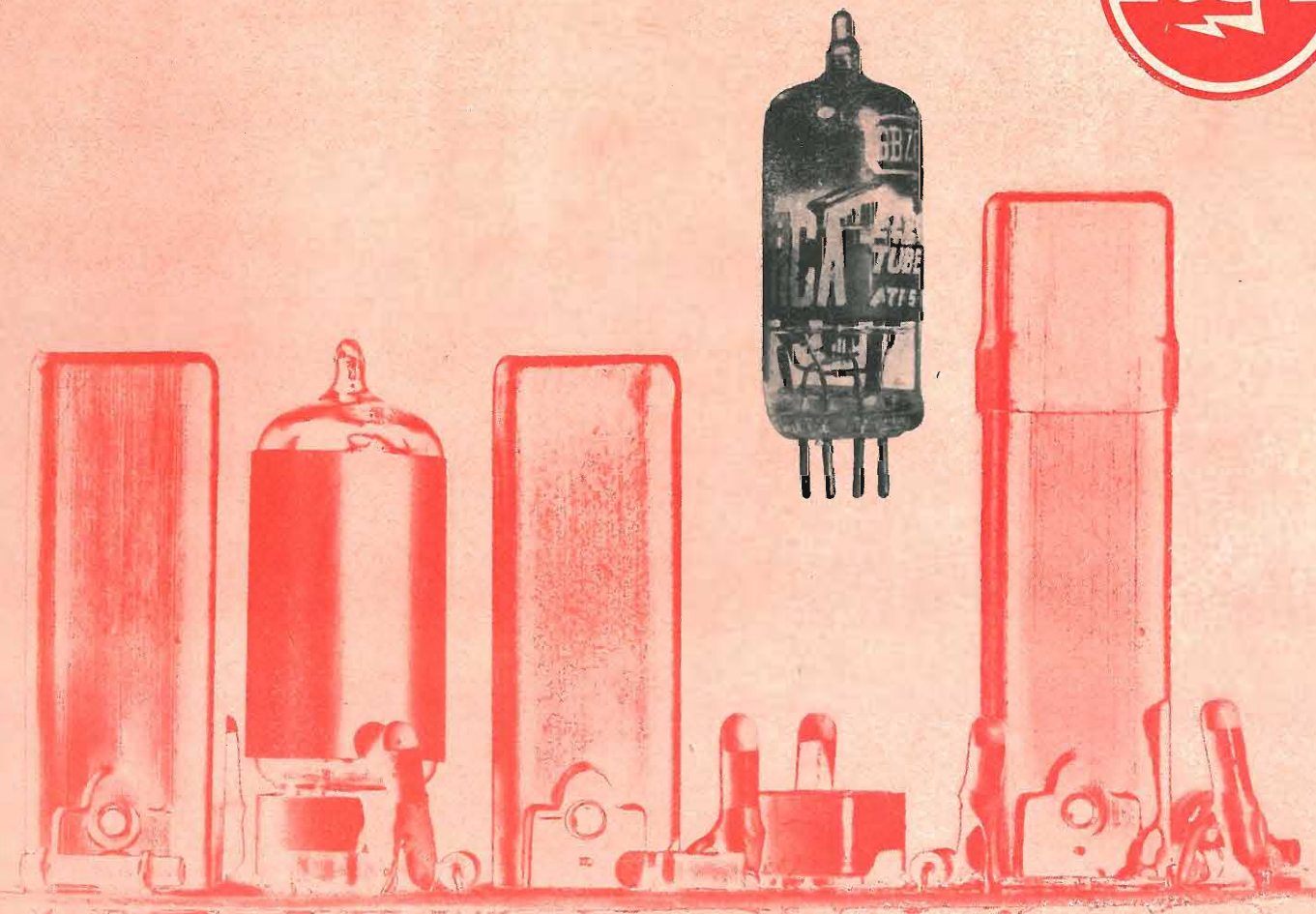
6BZ6 *Pentodo miniatura a 7 piedini a trasconduttanza fissa e interdizione semiremota.*

6EW6 *Pentodo miniatura a 7 piedini, a elevata trasconduttanza (14.000 micromho).*

6GM6 *Pentodo miniatura a 7 piedini, a elevata trasconduttanza (13.000 micromho) e interdizione semiremota.*

6AM8A *Diodo-pentodo miniatura a 9 piedini. Diodo rivelatore, pentodo a trasconduttanza fissa.*

Sono tutti tubi prodotti dalla ATES con le tecniche RCA.

Sono tutti tubi di alta qualità: la qualità RCA.

pubblicità Ates 02 Tovaglia

AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.P.A.

Direzione Commerciale: Milano, viale F. Restelli 5 - telefono 688.1041 (4 linee con ricerca automatica)

ORGANIZZAZIONE

dipco

fiduciaria delle più grandi case americane

TELEVISORI
FRIGORIFERI
CONDIZIONATORI
LAVATRICI
CUCINE

la più forte organizzazione di assistenza in tutta Italia per le grandi marche

PHILCO
DUMONT
NORGE
BENDIX
CROSLEY

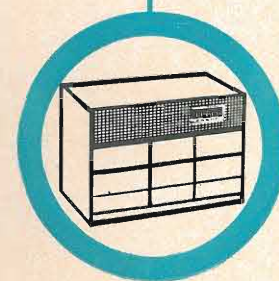
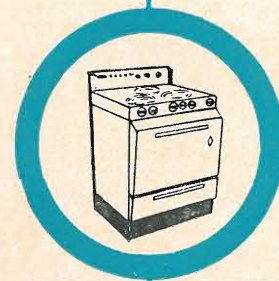
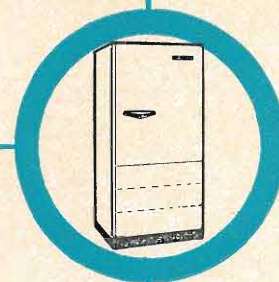
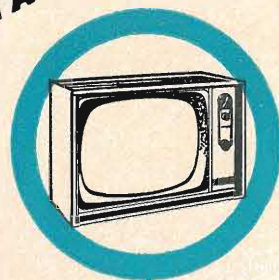
la più grande distributrice di ricambi per tutte le più importanti case USA

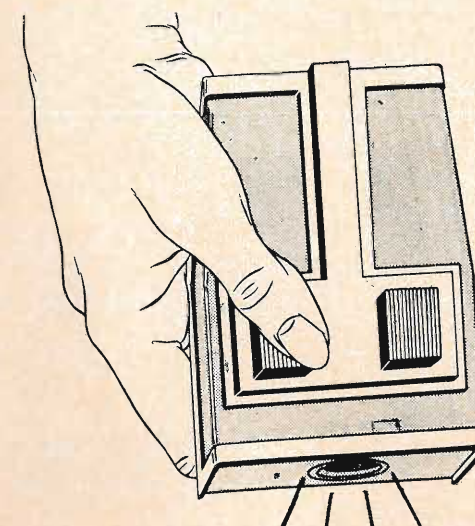
TUBI A RAGGI CATODICI
STABILIZZATORI
NASTRI MAGNETICI
TRASFORMATORI AT
VALVOLE TERMOIONICHE

Sede: MILANO - Via Davanzati 15
TELEF. 376.04.61 (8 linee con ricerca automatica)

Roma	Via Ignazio Giorgi, 39	Tel. 846.795
Firenze	Viale Redi, 67	» 489.097
Napoli	Via T. Campanella,5	» 387.507
Bari	Via Principe Amedeo, 132	
Palermo	Piazza Verdi, 29	» 216.607
Padova	Via R. Sanzio, 1	» 44.858
Pescara	Via Milano (P. Jannamorelli)	» 23.592
Genova	Via Groppallo, 10/1	» 870.445
Bologna	Via Del Pratello, 98	» 260.821
Novara	Vicolo Pasquirolo, 2	» 26.726
Cagliari	Via Merello, 27	» 62.677
Torino	Ass. Tec. DuMont e Norge - Corso Raffaello, 8	» 687.708
	Ass. Tec. Philco e Bendix - Via Alfieri, 17	» 520.150
Borghetto S. Spirito	(SA) Via Lungomare Matteotti, 3	» 70.093
Cosenza	Piazza S. Teresa, 10	
Civitanova Marche (Macerata)	Via C. Colombo, 502	» 72.873
Cesena	Via Martiri d'Ungheria	
Sondrio	Via Piazzi, 32	» 25.53
Campobasso	Via Cardarelli, 4/B	» 28.118
Livorno	Via S. Stefano, 16	» 33.213
Cittanova	(R. Cal.) - Via C. Colombo, 8	
Catania	Via S. Pietro, 11 B	

STAZIONE DI SERVIZIO IN TUTTI I CENTRI SECONDARI

ASSORTIMENTO
RICAMBI

DIVISION OF COHU ELECTRONICS, INC.

Transducer ultrasonico per comandi a distanza

*U.S.A. PATENT 2,967,957

FOR USE IN REMOTE CONTROL AND CARRIER FREQUENCY APPLICATIONS

Le applicazioni del TRANSDUCER MASSA TR-7 nelle industrie delle comunicazioni, automazione, televisione, ecc. sono praticamente illimitate. Per la prima volta i fabbricanti hanno l'opportunita' di incorporare nei loro prodotti un comando a distanza, minuscolo, efficiente ed a basso costo. Tale dispositivo richiede il minimo di componenti ausiliari e non ha bisogno di alcun cavo di collegamento tra trasmettitore e ricevitore, anche per distanze superiori ai 30 metri.

Per applicazioni all'apperto si puo' usare il TR-21 che e' a prova di intemperie.

	TR-7	TR-21
Frequenza di lavoro	40 KC	22 KC
Capacitanza	850 mmf	850 mmf

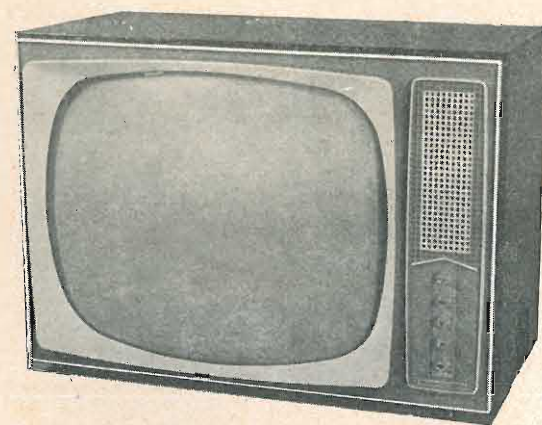
Altre applicazioni
Sistemi antifurto.
Comunicazioni a frequenza portante.
Misurazione di oggetti a breve distanza (Sonar e aria.)

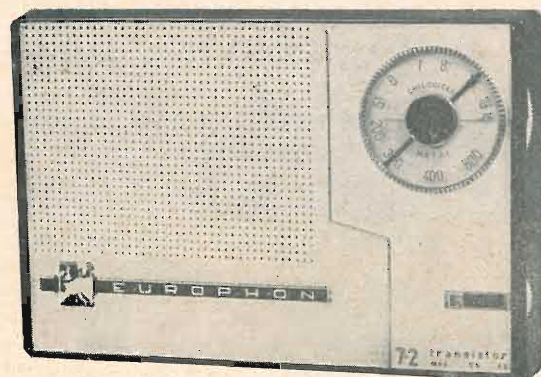
ALTRI PRODOTTI "MASSA"

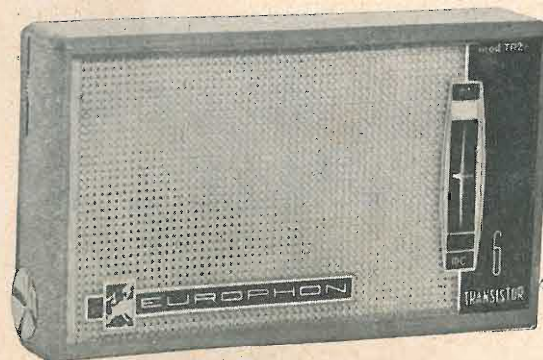
- ***Sound pressur microphones***
- ***High level microphones***
- ***Amplifiers***
- ***Preamplifiers power supply***
- ***Accelerometers***
- ***Vibration exciters***
- ***Hydrophones***
- ***Electro acoustic sonar transducers***
- ***Recording system (da 2 a 12 canali) with electric writing***
- ***Oscillographs***

Agenti esclusivi:

MILANO BROTHERS
250 West 57 th Street - NEW YORK 19, N.Y.
Ufficio Propaganda per l'Italia
Piazza Velasca 5 - MILANO - Tel. 89 77 40

Transistor SB 60: portatile - 7 transistor + 2 diodi - Circuiti stampati - Altoparlante mm. 100 - Potenza di uscita 350 mW. - Alimentazione a 9 Volts con 2 pile da 4,5 V. cadauna - Autonomia 500 h. - Mobile in « polistirolo » - Elegante custodia - Dimensioni: 22 x 6,5 x 15 - Peso: Kg. 1,250.
Gamma d'onda in OM **Lit. 18.000**
Gamma d'onda, con commutazione a tasto, in OM-OC oppure OM-OL **Lit. 22.000**

Televisione 23" - Mod. « Grand Gala »: Cinescopio alluminato 110° - Grande sensibilità anche in zone marginali - Antenna interna - Suono in HI-FI - Predisposto per il programma in UHF - Comandi frontali - Mobile in legno pregiato trattato con « poliestere » - Dimensioni: 66,5 x 29 x 47 Peso: Kg. 33 - Completo di stabilizzatore. **Lit. 132.000**
Con sintonizzatore a 2 valvole per la ricezione del programma in UHF Supplemento al listino **Lit. 15.000**

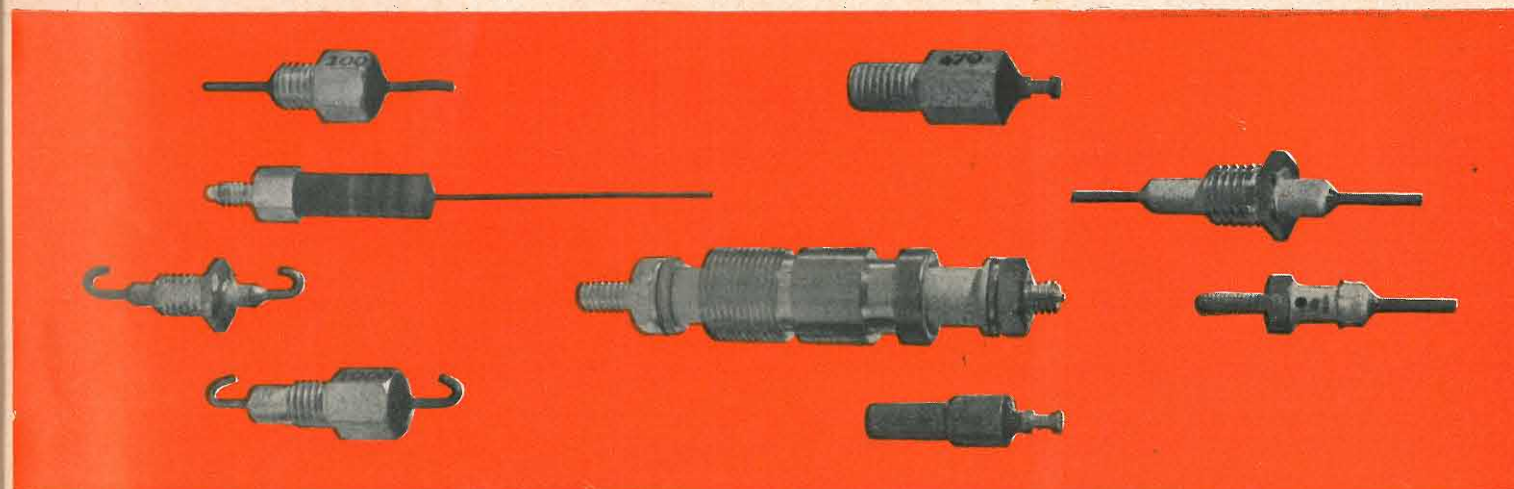
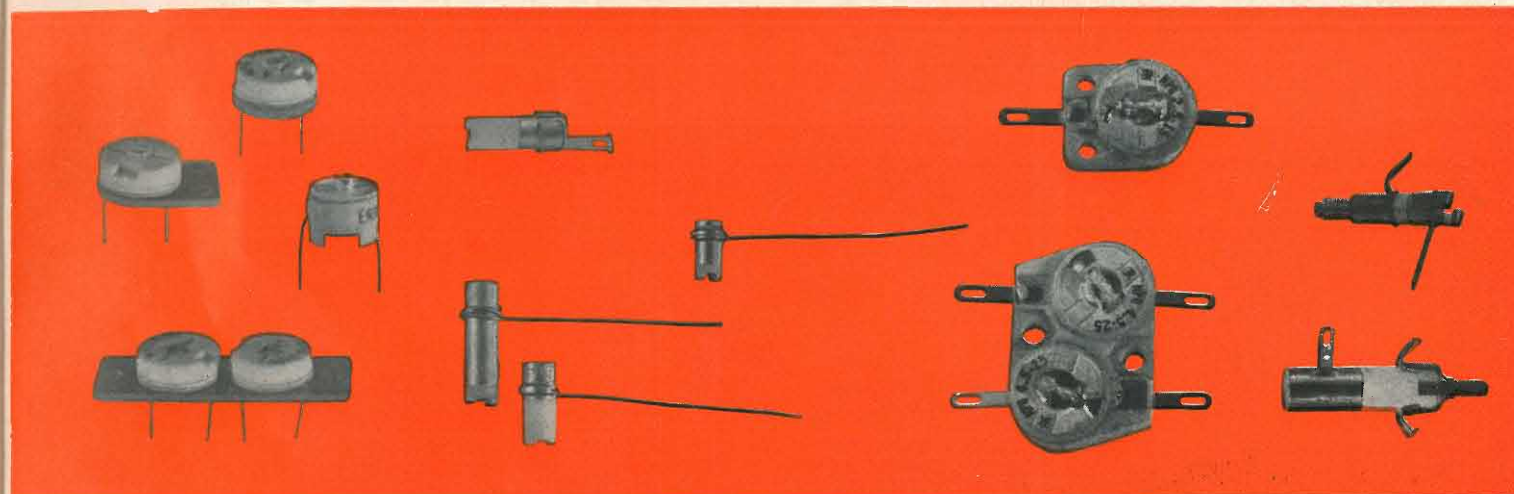
EUROPHON

Transistor SB 62: tascabile - 7 transistor + 2 diodi - OM Circuiti stampati - Altoparlante mm. 70 - Potenza di uscita 200 mW. - Batteria di alimentazione a 6 volts. - Autonomia 120 h. - Mobile in « polistirolo » bicolore - Elegante custodia - Dimensioni: 15x3x11,5 - Peso: Kg. 0,535. **Lit. 16.000**

una sicura scelta in una produzione di qualità estetica prezzo

Transistor TR 61: « personal » - 6 transistor + 1 diodo - OM - Circuiti stampati - Altoparlante mm. 50 - Potenza di uscita 100 mW. - Alimentazione a 6 Volts con 4 pile da 1,5 V. cadauna - Autonomia 100 h. - Mobile in « polistirolo » con indovinate combinazioni di colori - Custodia in pelle - Dimensioni: 11,7 x 7 x 2,6 - Peso: Kg. 0,240. **Lit. 13.000**

"ERIE"

COMPONENTI ELETTRONICI

della ERIE Resistor Corporation - U.S.A.

La gamma più completa di condensatori ceramici e a bottoni di mica per applicazioni professionali e militari.
La produzione della ERIE - U.S.A. offre un componente adatto per ogni impiego in apparecchiature professionali e militari.

BAY & C.

S. p. A. - Via F. Filzi 24 - Centro Pirelli - Milano
Telefoni: 661744 - 661749 - 667604 - 639184

Ricevitore tascabile a transistori G 3303 - Alta sensibilità in piccolo spazio - Ricezione chiara e potente.

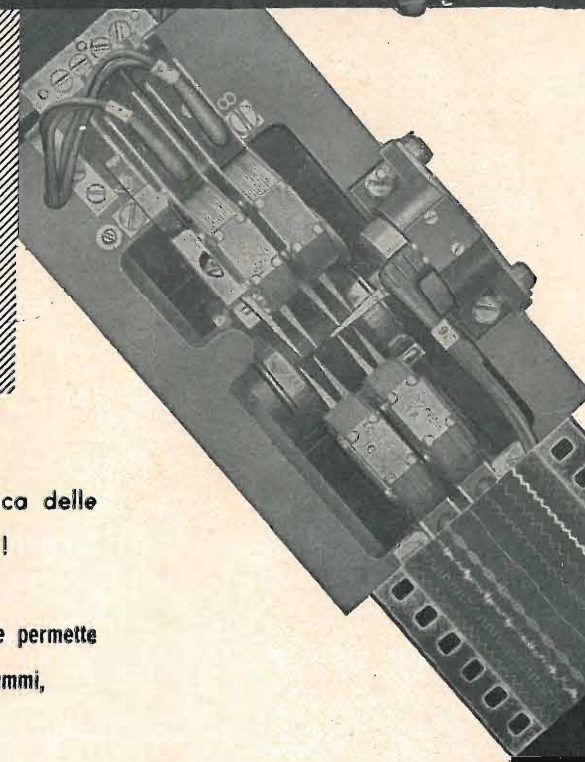
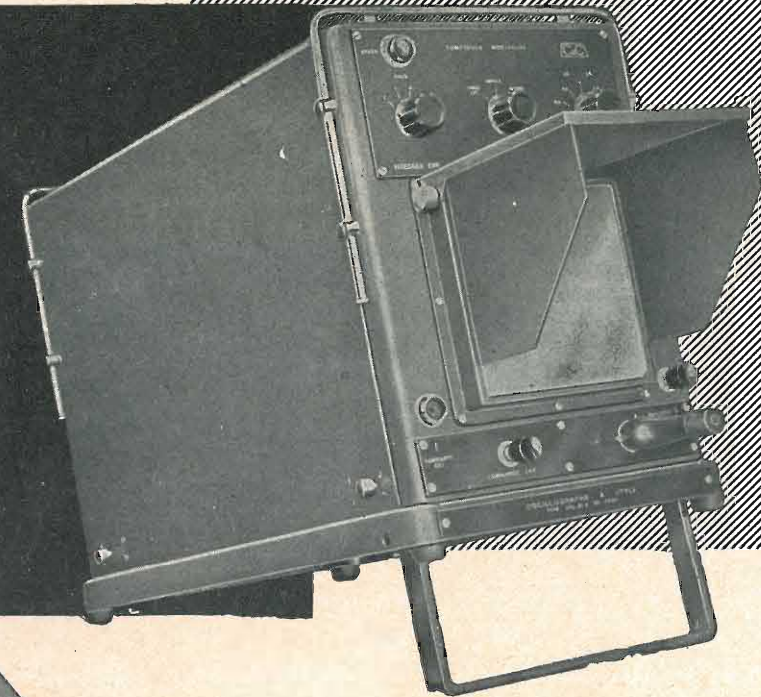
Ricevitori portabili a transistori per Onde Medie G 3300
Con commutatore "locale-distante" per la perfetta ricezione delle stazioni italiane ed estere - Antenna incorporata - Presa per cuffia - Lunga autonomia d'alimentazione.

Serie "SIDERAL" - Gli apparecchi del futuro: funzione, eleganza, signorilità. Modelli a valvole e a transistori, per Onde Medie e Corte e per Modulazione di Frequenza, con agganciamento automatico delle stazioni a M. d. F.; prese per cuffia e per la registrazione magnetica diretta.

Viale Brenta 29 - MILANO 808

oscillografo a stilo

a 8 equipaggi

OSL 81A

un nuovo progresso nella tecnica delle misure: l'oscillografia immediata!

registra otto fenomeni contemporanei e permette l'osservazione immediata degli oscillogrammi, senza alcun procedimento di sviluppo.

Sensibilità degli equipaggi:

da { 10 mA / 75 Volt } a { 1 Amp / 0,75 Volt }

Apparecchio portatile di limitato ingombro

peso 18 Kg.

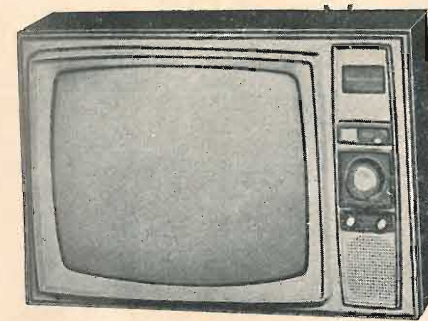
Costruz.: Compagnie des Compteurs - Montrouge (Francia)

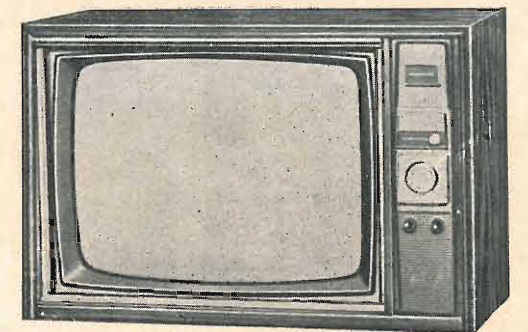
Vendita per l'Italia:

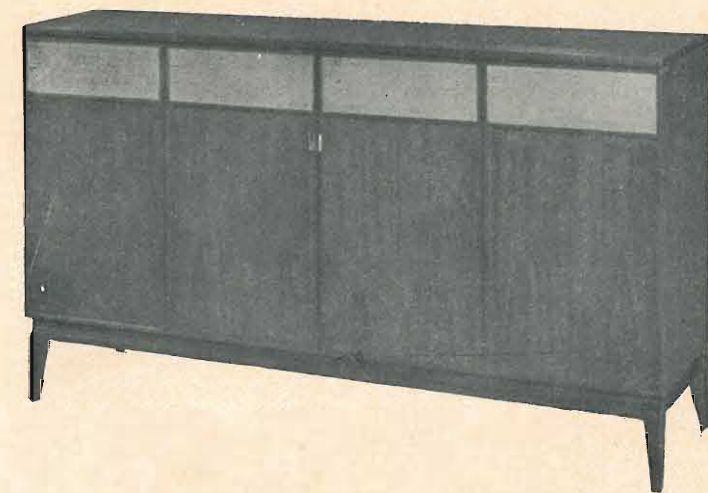
SEB - MILANO - VIA SAVONA 97

Westinghouse

DALL'ESPERIENZA WESTINGHOUSE TELEVISORI INEGUAGLIABILI

- 12 modelli da 17" - 19" - 21" - 23" portatili e da tavolo
- visione panoramica
- schermi di protezione polarizzati
- controllo automatico di sensibilità
- focalizzazione automatica costante
- circuito automatico di eliminazione disturbi

Televisore 19" - Mod. HP - 3450
COMANDO ELETTRONICO A DISTANZA
« Remote Director Control »

SINTONIA A CONTROLLO AUTOMATICO
«Memory Tuning »

Televisore 23" - Mod. HT. 3710
COMANDO ELETTRONICO A DISTANZA
« Remote Director Control »

SINTONIA A CONTROLLO AUTOMATICO
«Memory Tuning »

COMBINATION - Mod. HC 4700
Televisore 23' - Radio AM - FM - Giradischi a 4 velocità
STEREOFONICO ALTA FEDELTA' - COMANDO ELETTRONICO A DISTANZA « Remote Director Control »

Distributrice UNICA per l'Italia Ditta A. MANCINI
MILANO - Via Lovanio 5 - Tel. 650.445 - 661.324 - 635.240
ROMA - Via Civinini, 37 - 39 - Tel. 802.029 - 872.120

una garanzia che si rinnova

MUSIQUETTE
L'amico
della
gioventù!

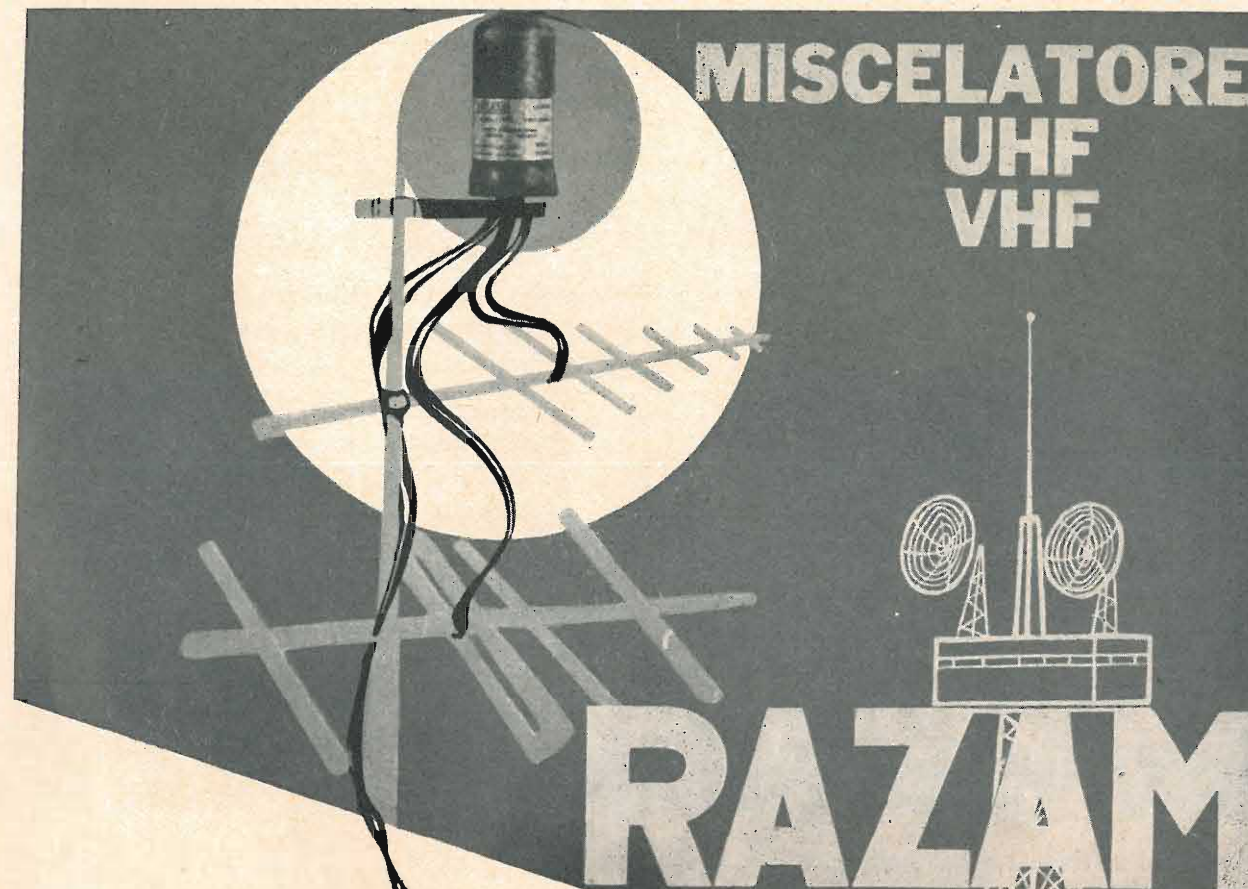
MUSIQUETTE
MUSIKUS/BABY
MUSIKUS/D LUXE
Caratteristiche:
Riproduzione di dischi normali e microsolco - giradischi originali Telefunken predisposti per la riproduzione stereofonica - alimentazione c.a. da 110 a 220 V.

MUSIKUS/BABY
Fonovaligia
dalle
ottime
prestazioni
acustiche

MUSIKUS/D STEREO
Il complesso
stereofonico
di eccezionale
fedeltà!

MUSIKUS/D LUXE
La nuova
fonovaligia
di lusso
che continua
la serie
del tanto
apprezzato
Musikus D

LITTLE MUSIC
Valigetta
portatile
a transistori
per dischi
a 45 giri

Radiotelevisione
TELEFUNKEN
la marca mondiale

UN SOLO CAVO

Miscelatore M. 22 e Filtro Demiscelatore FD. 16 RAZAM
Costituzione: Adattamento d'impedenza 300-62/75 e 62/75 -300 ohm. rispettivamente. Filtri per i segnali UHF-VHF con attenuazione > 40 Db. Attenuazione del segnale < 2 Db.

Prezzo L. 4.800 la coppia

RANIERI ZAMMIT
VIA CANTORE 6 - TEL. 8391073
CORSICO (MILANO)

ANNO XXXIII 7

l'antenna

LUGLIO 1961 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Autore	Pag.	Titolo
A. Banfi	**289**	Ancora sulla televisione a colori
A. Nicolich	**290**	Amplificatori di impulsi di campo dinamico largo (parte seconda)
v.o., i.s.	**297**	Nel mondo della TV
P. Nucci	**298**	Nastro perforato e calcolatrici elettroniche nella regolazione automatica di processi industriali.
G. Baldan	**306**	Struttura e impiego delle linee di misura ad anello.
	310	Nuovo voltmetro digitale ad alta velocità di risposta
G. Checchinato	**312**	Trasduttore ad ultrasuoni economico per telecomandi e trasmissioni a frequenze vettrici
u.s., i.s., g.r., u.b.	**314**	Ancora attiva dopo 3 anni la radio del Vanguard I. — Invocata la legge antimonopoli per i satelliti relé — La luce corrente e le sue applicazioni. — Come seguire i missili astrali. — Navigazione aerea automatica per aerei supersonici. — Comunica a 45 metri il telefono subacqueo senza fili.
	318	Un nuovo elemento semiconduttore: il binistor
i.s., v.o.	**322**	Atomi ed elettroni
	324	Autoradio mod. 801 « Autotrans » della Voxson
	328	Convertitore autoscillante per onde medie equipaggiato con il transistore OC170
P. Soati	**330**	A colloquio coi lettori
	334	Segnalazione brevetti
	336	Archivio schemi

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Ancora sulla televisione a colori

Già altre volte su queste colonne abbiamo presentato e discusso questioni inerenti alla TV a colori.
Ma riteniamo opportuno riprendere l'argomento per confutare e meglio chiarire alcune affermazioni apparse recentemente su alcuni periodici molto letti in campo radio.
E' stato detto che la TV a colori non è ancora tecnicamente a posto e per tale ragione tarda a svilupparsi in America.
E' stato detto che il sistema americano non è perfetto e forse altri sistemi potranno presto soppiantarlo.
E' stato detto che l'interesse del pubblico dopo tanti anni di vana attesa di regolari trasmissioni a colori, sia ormai scaduto ed intriso di scetticismo.
E molte altre cose si sono affermate circa la TV a colori, non fondamentalmente false, ma esposte in modo da ingenerare dubbi o confusioni nel lettore non molto al corrente di queste particolari questioni.
Chi scrive queste note ha trascorso or sono quattro anni, circa tre mesi presso i Laboratori americani della Hazeltine Corporation a diretto contatto col capo di tale organizzazione, il notissimo ing. Hirsh. Per chi non lo sapesse i Laboratori Hazeltine hanno cotribuito al 60 per cento alla creazione e sviluppo del sistema americano N.T.S.C. (National Television System Committee) in collaborazione con la R.C.A. (30 per cento) e con altri importanti laboratori americani (10 per cento).
Ora, il sistema americano N. T. S. C. parte dal vincolo e presupposto fondamentale della cosidetta "compatibilità" cioè di non rendere inservibili i milioni di televisori in bianco-nero oggi esistenti, ma di consentire loro una buona ricezione in bianco-nero, delle trasmissioni a colori.
Logicamente, altri sistemi sono stati escogitati e sperimentati con successo da altri Enti, forse anche migliori come risultato finale dell'attuale sistema americano, prescindendo però dal fattore "compatibilità", il che è assurdo e privo di valore pratico.
D'altronde il sistema N.T.S.C. è stato per lunghi anni (otto per la cronaca) esaminato, sperimentato, discusso e confrontato con altri possibili sistemi, da importanti ed autorevoli Commissioni internazionali, con il riconoscmenito ufficiale ch'esso è oggi l'unico sistema soddisfacente per il pratico esercizio di trasmissioni di TV a colori.
La stessa U.R.S.S. che già da alcuni anni stava sperimentando il sistema N.T.S.C., lo ha recentemente adottato per le sue emissioni televisive regolari a colori di prossima attuazione.
In Inghilterra, la B.B.C. ha di recente fatto pressione presso i competenti organi governativi per ottenere l'autorizzazione ad iniziare un servizio regolare di trasmissioni sperimentali a colori secondo il sistema N.T.S.C.
I dirigenti tecnici della B.B.C. direttamente responsabili di tale settore, l'ing. Birkinshaw ed il dott. Watson, sempre apprezzando altamente i meriti e le prerogative del sistema N.T.S.C. lo hanno ulteriormente affinato ed adattato alle esigenze dello "standard" TV inglese, ottenendone dei brillantissimi risultati, certo superiori allo standard americano.
E pure superiori allo standard americano sono i risultati che si potranno ottenere adattando il sistema N.T.S.C. allo standard europeo, che è poi quello della nostra attuale televisione.

(il testo segue a pag. 323)

dott. ing. Antonio Nicolich

Amplificatori di impulsi di campo dinamico largo

(parte seconda di due parti*)

3. - PROGETTO DI CIRCUITI DI MINIMO OVERSHOOT

Il mezzo più semplice per rendere trascurabile l'overshoot è di adottare della costanti di tempo dei circuiti che lo producono, più grandi possibili.
Infatti l'ampiezza dell'overshoot è inversamente proporzionale alla costante di tempo del circuito, che lo genera. Questa previsione teorica incontra subito una difficoltà di pratica realizzazione a motivo del limite dei valori usabili per le resistenze e le capacità, per cui è praticamente impossibile progettare un amplificatore ad alto guadagno completamente privo di overshoot. Anche nell'inverosimile ipotesi di adottare grandissima costanti di tempo per i circuiti di accoppiamento, non sarebbe possibile evitare la formazione di overshoot da parte dei filtri necessari per combattere la microfoniata dell'amplificatore, filtri cioè di reiezione a bassa frequenza, che introducono inevitabilmente brevi costanti di tempo. Escluso dunque di poter eliminare totalmente gli overshoot, si può però fare qualcosa per contenere l'ampiezza in limiti tollerabili per il segnale di uscita dell'amplificatore.
L'entità dell'overshoot conseguente ad un segnale molto forte deve essere un poco inferiore alla grandezza di un segnale molto debole, ossia l'overshoot frazionale deve essere un poco minore

$$a = \frac{\tau}{T_1} \cdot \frac{T_2}{T_1} = \frac{\tau T_2}{T_1^2} \qquad (14),$$

del rapporto del segnale più debole a quello più forte.
A motivo delle limitazioni, il campo dinamico dei segnali attualmente presenti in un dato punto dell'amplificatore, varia da punto a punto nell'amplificatore. Laddove si verifica limitazione, tutti i segnali di ampiezza superiore ad un certo valore, subiscono un taglio. Il campo dinamico oltre questo punto risulta quindi ridotto, quindi risulta invece aumentato l'overshoot frazionale ammissibile. I primi circuiti, in piccolo numero, sono quelli che devono presentare i requisiti più severi circa le costanti di tempo, per eliminare gli overshoot.
Quanto più un circuito è vicino al terminale di uscita, tanto più breve può essere la sua costante di tempo, senza introdurre apprezzabile overshoot.
Per ottenere un overshoot trascurabile in uscita di un amplificatore avente un campo dinamico di 10^6, l'overshoot frazionale prodotto da tutti i circuiti precedenti il primo punto comportante limitazione, sia minore di 10^{-6}. Questa condizione può essere realizzata in generale solo se si adotta successivamente nell'amplificatore una piccola costante di tempo.
Se tutte le costanti di tempo fossero grandi, l'overshoot frazionale prodotto dal primo circuito sarebbe approssimativamente uguale al rapporto della durata dell'impulso alla costante di tempo. Per concretare queste condizioni, se l'impulso ha la durata di 1 μsec. e per ottenere l'overshoot frazionale un po' minore di 10^{-6}, occorre una costante di tempo dell'ordine di secondi. Nella maggior parte dei casi pratici è impossibile ottenere simili valori delle costanti di tempo. Come si è dimostrato al precedente paragrafo 2, l'uso di una successiva breve costante di tempo T_2 nell'amplificatore riduce l'entità dell'overshoot di costante di tempo T_1 dovuta al primo circuito nel rapporto di $(1 - T_1/T_2)^{-1}$ che spesso in pratica coincide col rapporto T_2/T_1. L'overshoot frazionale per l'overshoot di costante di tempo T_1 è perciò dato da:

$$\text{ossia} \qquad T_1 = \left(\frac{\tau T_2}{a}\right)^{1/2} \qquad (15)$$

Ritenendo che, per considerarsi trascurabile, l'overshoot debba essere 1/10 del segnale più debole, e se il campo dinamico è di 10^6, a deve essere uguale a 10^{-7}. Esempio, sia $\tau = 2\mu$ sec; $T_2 = 5\mu$ sec, si deduce $T_1 = 10^4 \mu$sec, che non è un valore impossibile da adottare per alcuni circuiti.

3.1. - Gli overshoot nei comuni circuiti a resistenza e capacità

Le espressioni analitiche dell'overshoot frazionale per i quattro circuiti normali, a R, C, e cioè per i circuiti di accoppiamento, di disaccoppiamento, di by-pass il catodo e di by-pass di griglia schermo, sono riportate nella precedente tabella I.
Per i circuiti di accoppiamento è noto che le resistenze di fuga di griglia sono limitate al massimo di 1MΩ; allora, in assenza di corrente di griglia, adottando per il condensatore il valore di 10^4pF, si ha la costante di tempo di $10^6 \cdot 10^{-8} = 10$ msec. Se si adotta $R = 0{,}1$M Ω, occorre fare $C = 0{,}1\mu$F. Questi valori sono adottati generalmente nella pratica degli amplificatori R, C, fanno eccezione i casi nei quali l'ingombro deve essere limitato al massimo; però un capristore formato da una resistenza di 1MΩ e da una capacità di 0,01μF ha modeste dimensioni e può essere introdotto in piccoli amplificatori.
Se entra corrente di griglia, la resistenza di fuga di questo elettrodo risulta corto circuitata dalle piccolissime resistenze catodo-griglia di entrata del tubo, perciò la costante di tempo di accoppiamento diventa funzione solo della resistenza di carico anodico dello stadio precedente e della capacità C.
Poichè detta resistenza di carico provoca una caduta di tensione continua essendo attraversata dalla corrente anodica, per non ridurre la tensione di placca a valori troppo bassi, non si possono usare resistenze anodiche eccessivamente alte; si arriverà a qualche centinaio di kΩ per gli stadi preamplificatori con correnti di placca dell'ordine di 1 o 2 mA, mentre si adotteranno valori molto più bassi per gli stadi con correnti più forti. Riteniamo in media di aver a che fare con resistenze di carico di 50 kΩ e con tubi triodi. La resistenza interna di placca del triodo è piuttosto bassa ed essendo in parallelo a quella di carico, si ha una risultante minore di 50 kΩ; in conseguenza per conservare la costante di tempo di 10 msec, occorre una capacità $C \geq 0{,}2\mu$F.
Non è quindi facile eliminare l'overshoot quando vi è corrente di griglia. Se invece di usare nell'amplificatore una sola costante di tempo, se ne usano diverse piccole, si introduce un altro fattore nella (14), che riduce l'overshoot frazionale; è allora possibile adottare una costante di tempo minore di 10 msec nel primo stadio.
Più facile è il progetto del circuito di disaccoppiamento senza oversboot. Le resistenze di carico di placca e di disaccoppiamento comunemente usate sono dell'ordine di 10kΩ; quindi occorre la capacità di 1 μ per ottenere la costante di tempo di 10 msec. Un condensatore così grosso non trova posto nei piccoli amplificatori, per i quali occorre escogitare qualche diverso artificio circuitale. Generalmente si semplifica il problema adottando varie piccole costanti di tempo successivamente nell'amplificatore.
I circuiti di by-pass di griglia schermo richiedono componenti dello stesso ordine di grandezza dei circuiti il disaccoppiamento, quindi sono soggetti alle stesse limitazioni. Per questa ragione è spesso vantaggioso impiegare triodi (specialmente quando sono richieste piccole dimensioni) che non avendo lo schermo, non necessitano dei relativi circuiti di by-pass. Dall'ultima colonna della tabella I si deduce che per il circuiti di by-pass di catodo, la resistenza che determina la costante di tempo è essenzialmente uguale a $1/g_m$. La capacità corrispondente assume valori altissimi; infatti, per $RC = 10$ msec, posto $g_m = 5$ mmho, si ha $C = 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 50\ \mu$F.
Perciò, per ragioni di ingombro, spesso si lascia la resistenza del catodo non by-passata; se tale resistenza è piccola, la perdita di guadagno conseguente all'effetto di controreazione è trascurabile. Talvolta si dispone in parallelo alla resistenza catodica, una piccola capacità, che rappresentando un corto circuito per le alte frequenze, elimina per esse la controreazione e ne esalta la risposta dell'amplificatore. In tal caso la costante di tempo è così piccola che l'oveshoot è trascurabile ed è mascherato dal fronte lentamente discendente dall'impulso generato dalla scarsa risposta alle alte frequenze.

3.2. - Overshoot secondari nei circuiti con due brevi costanti di tempo

Quando in circuito vi sono due brevi costanti di tempo, considerando la (12), si può dimostrare che, in generale, si genera un overshoot secondario. Il termine della (12) cui compete la più grande delle due costanti di tempo presenta il fattore $1 - T_1/T$ negativo. Dopo un intervallo di tempo sufficientemente lungo il termine avente la minor costante di tempo diviene trascurabile rispetto a questo termine. Essendo il suo segno negativo, esso rappresenta un overshoot di senso opposto a quello dell'overshoot originale, ossia costituisce un overshoot secondario. L'istante in cui la curva rappresentativa attraversa l'asse di base è sempre uguali a un certo valore compreso fra quelli delle due costanti di tempo e può essere determinato eguagliando i due termini. Perciò si può ritenere che l'overshoot secondario sia di ampiezza trascurabile solo se l'overshoot a maggior costante di tempo è molto piccolo.

3.3. - Eliminazione dell'overshoot secondario per mezzo della corrente di griglia

Una volta tanto la corrente di griglia può essere utile; infatti con essa si può eliminare l'overshoot secondario normalmente prodotto da due brevi costanti di tempo. La fig. 9 indica che la carica acquisita dal condensatore in seguito alla corrente di griglia, produce un overshoot molto più grande di quello del caso normale, esso perciò soverchia completamente il secondario overshoot normalmente presente. Il recupero in questo caso è naturalmente più scadente che in assenza di corrente di griglia; si tenga presente che in certi casi è più importante l'eliminazione dell'overshoot secondario, che un rapido recupero.

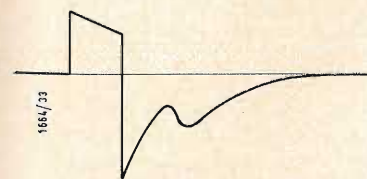



Fig. 9 - Eliminazione dell'overshoot secondario per mezzo della corrente di griglia.

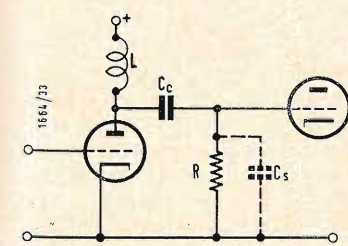



Fig. 10 - Circuito di accoppiamento a bobina.

* Parte prima, vedi: *l'antenna*, giugno 1961, n. 6, pagg. 242-248.

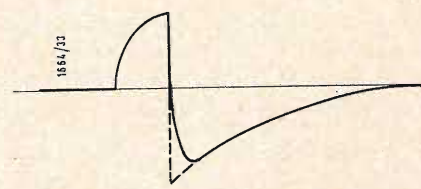



Fig. 11 - Overshoot prodotto dal circuito di accoppiamento con induttanza.

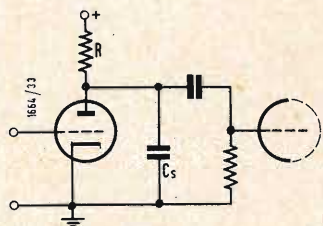



Fig. 12 - Circuito « smearer ».

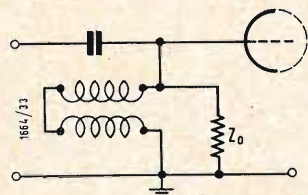



Fig. 13 - Perdita di segnale debole quando si limita l'overshoot.

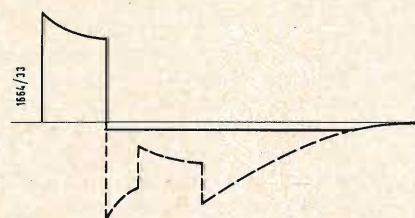



Fig. 14 - Uso del diodo limitatore - *a*) diodo in serie - *b*) diodo in parallelo.

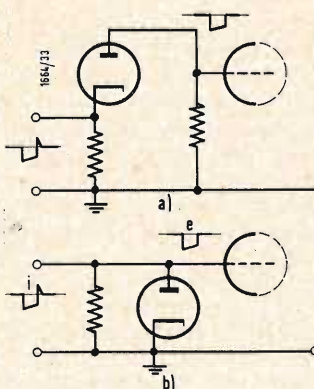



Fig. 15 - Circuito di accoppiamento a linea di ritardo.

Questo effetto può molto facilmente essere considerato quantitativamente adottando due diverse costanti di tempo, una per la carica, l'altra per la scarica del circuito con corrente ci griglia.
Si ponga T_{2c} = costante di tempo alla carica di questo circuito.
Si ponga T_{2r} = costante di tempo di recupero di questo circuito.
L'espressione per la tensione di overshoot istantaneo, data dalla (12), comporta solamente T_{2r}, poichè durante l'overshoot non vi è corrente di griglia. (Questa assunzione pressuppone l'assenza di overshoot secondario, che piloterebbe il tubo nuovamente nelle condizioni di corrente di griglia). Sia inoltre T_1 l'altra costante di tempo breve nell'amplificatore. Questi simboli sostituiti nella (12), danno:

$$v_2 = A\, e^{-\frac{t}{T_{2r}}} + \frac{\tau\, e^{-t/T_1}}{T_1\left(1 - \frac{T_1}{T_{2r}}\right)} \qquad (16)$$

A è determinato dal valore iniziale dell'overshoot. T_{2r} non entra nel calcolo di A, perchè il valore iniziale è determinato dalla carica del condensatore di accoppiamento. Allora l'overshoot frazionale è la somma degli overshoot prodotti da T_{2c} e T_1 agenti indipendentemente, ossia:

$$a = \frac{\tau}{T_1} + \frac{\tau}{T_{2r}} \qquad (17)$$

La (17) sostituita nella (16), per $t = o$, fornisce:

$$A = \tau\, \frac{T_{2r} - T_1 - T_{2c}}{T_{2c}\,(T_{2r} - T_1)} \qquad (18)$$

Questo valore di A introdotto nuovamente nella (16), dà:

$$v_2 = \frac{\tau\,(T_{2r} - T_1 - T_{2r})}{T_{2c}\,(T_{2r} - T_1)}\, e^{-\frac{t}{T_2 r}} + \frac{\tau\, e^{-\frac{t}{T_1}}}{T_1\left(1 - \frac{\tau}{T_2}\right)} \qquad (19)$$

Se $T_{2r} \geqq T_1 + T_{2c}$ entrambi i termini hanno lo stesso segno, e non vi è overshoot secondario. Il recupero ottimo si verifica quando $T_{2r} = T_1 + T_{2c}$ e il primo termine cade fuori. In questo caso il recupero è lo stesso come se non vi fosse il secondo circuito di accoppiamento.

3.4. - Circuito accoppiato con induttanza

Si è detto che in presenza di corrente di griglia, la resistenza di carico anodico deve essere presa più alta possibile per ridurre la costante di tempo alla carica del condensatore di accoppiamento. Con ciò si ha uno spreco considerevole di potenza poichè in tal modo si provoca una forte caduta di tensione. Sono perciò necessari una tensione di alimentazione alta ed una resistenza di grande dissipazione. Per evitare queste complicazioni, si può usare una bobina al posto della resistenza di carico anodico. La bobina agisce da alta impedenza durante la carica del condensatore di accoppiamento, ma presenta una piccola caduta di tensione continua (v. fig. 10). In un circuito di questo tipo l'induttanza della bobina può risonare o con la capacità distribuita in parallelo C, o col condensatore di accoppiamento C_c, producendo un treno di oscillazioni smorzate, che seguono ciascun impulso. Questo treno di oscillazioni è in effetti una serie di overshoot ed è perciò altamente indesiderabile. Per evitare questo effetto, entrambi i circuiti devono essere smorzati dalla resistenza di griglia, per modo che il transitorio seguente l'impulso è ridotto ad un overshoot singolo, o al massimo doppio. Poichè il valore della resistenza di griglia è determinato dall'entità del guadagno desiderato, l'induttanza della bobina è determinata dalla condizione di smorzamento superiore al critico.
Allora:

$$\left.\begin{aligned} L &\leqq \frac{C_c\, R^2}{4} \\ L &\geqq 4 C_s\, R^2 \end{aligned}\right\} \qquad (20)$$

Il procedimento di analisi usato per l'overshoot prodotto dal circuito di accoppiamento al paragrafo 2, è valido anche per l'overshoot prodotto dalla carica del condensatore di accoppiamento. All'inizio dell'impulso non vi è corrente nell'induttanza. Perciò tutta la corrente partecipa alla carica del condensatore di accoppiamento. Se la durata dell'impulso è breve rispetto al periodo di risonanza del circuito accordato formato dalla bobina e dal condensatore di accoppiamento, la corrente scorrente attraverso l'induttanza è trascurabile; si può assumere l'approssimazione che tutta la corrente scorra attraverso il condensatore durante l'impulso. La tensione alla armature del condensatore alla fine dell'impulso è allora:

$$v c_c = \frac{I_a\, \tau}{C_c} \qquad (21).$$

La scarica del condensatore attraverso alla bobina e alla resistenza di griglia può essere divisa in due parti: 1) l'insorgere di corrente nell'induttanza; 2) la scarica del condensatore. Questa semplificazione è possibile, perchè la costante di tempo del circuito induttivo è molto breve rispetto alla corrente di carica del condensatore. Quest'ultimo può perciò essere considerato come una

sorgente di tensione costante, mentre la corrente va crescendo nell'induttanza questa può invece essere considerata come un corto circuito durante la scarica del condensatore. All'istante del fronte discendente dell'impulso, non vi è passaggio di corrente, a motivo dell'induttanza della bobina. La piena tensione del condensatore si localizza ai capi dell'induttanza. Poi la corrente aumenta esponenzialmente, approssimandosi alla condizione di regime permanente, per il quale la piena tensione alle armature del condensatore appare ai terminali della resistenza. La costante di tempo vale L/R. Il condensatore si scarica secondo la costante di tempo RC come nel convenzionale circuito a R, C. Ciò è indicato in fig. 11. Allora l'overshoot differisce da quello prodotto dall'accoppiamento R, C, solo nel tempo di salita lenta provocato dalla carica dell'induttanza. L'entità dell'overshoot è uguale alla tensione originale ai capi di C, che è data dalla (21). Poichè l'ampiezza del segnale è $v_s = I_a$ R_g (22), l'overshoot frazionale è: $a = \tau/R_g\, C_c$ (23). Valori comuni per il circuito di accoppiamento con induttanza sono: $R_g = 27$ kΩ; L = 85mH; C_c = 0,02μF.
La costante di tempo dei circuiti induttivi è perciò 3,15μsec, valore piccolo rispetto ai 540 μsec della costante di tempo di scarica del condensatore. Questo valore è molto lontano dai 10 msec necessari per eliminare l'overshoot In conclusione, l'accoppiamento induttivo non deve essere usato nelle applicazioni, per le quali non sono tollerabili gli overshoot.

3.5. - Il circuito « smearer »

Questo tipo di circuito è analogo per il suo principio al metodo che impiega la corrente di griglia per eliminare un overshoot secondario. Il circuito sfrutta la rapida caduta nella resistenza di placca che si verifica quando un tubo viene fatto passare bruscamente da una condizione di bassa corrente anodica, alla condizione di griglia positiva. La figura 12 rappresenta un circuito smearer. Il tubo è fatto funzionare con una resistenza di carico anodico molto alta avente in parallelo un condensatore C_s, che spesso è costituito dalla sola capacità distribuita. Se si applica alla griglia del tubo un segnale positivo, il tubo si trova nella condizione di alta conduttività, per la quale la resistenza di placca è bassa. Il condensatore C_s si carica perciò rapidamente essendo breve la costante di tempo. Quando cessa l'impulso la rapida diminuzione di tensione sulla griglia (overshoot negativo) porta il tubo all'interdizione, in corrispondenza la resistenza di placca sale all'infinito. C_s è obbligato a scaricarsi attraverso l'alta resistenza di carico anodico R. Essendo la costante di tempo alla scarica assai lunga, il segnale negativo in placca tende esponenzialmente alla linea di base. Se questa costante di tempo è sufficientemente lunga rispetto alle costanti di tempo degli oversboot, questi ultimi vengono completamente eliminati al prezzo di stirare l'impulso considerevolmente e di mascherare tutti i segnali deboli, che possono presentarsi durante la discesa dell'impulso. Poichè la discesa dell'impulso in questo tipo di circuito è esponenziale, l'analisi precedentemente svolta degli overshoot in cascata bene si adatta a questo tipo di circuito ed è possibile eseguire una trattazione analitica di esso, simile a quella per il circuito a doppia breve costante di tempo.

3.6. - Diodo limitatore (clipper)

Un sistema semplicissimo per eliminare gli overshoot, prima che essi abbiano la possibilità di venire amplificati e di produrre overshoot secondari, è quello di tagliarli quando si presentano, per mezzo di diodi. Un diodo introdotto in un punto del circuito, posto dopo la sorgente di overshoot, permette al segnale di inoltrarsi, ma respinge l'overshoot, che è in direzione opposta. Purtroppo questo metodo tanto semplice non è di pratica applicazione per le seguenti ragioni:

1) Non esistendo diodi perfetti aventi una netta discontinuità nella loro resistenza, in pratica i diodi si comportano idealmente solo per segnali intensi. Allora se vi sono due circuiti producenti overshoot nei primi stadi dell'amplificatore, i diodi servono poco, perchè l'overshoot secondario prodotto in bassi livelli è nello stesso senso del segnale e non può essere eliminato agli alti livelli per mezzo di un diodo.

2) A motivo che il diodo non agisce come un corto circuito perfetto in un senso, nè come un perfetto isolante (circuito aperto) nell'altro senso, gli overshoot non vengono completamente tosati dal diodo, ma sono da esso semplicemente attenuati. Perciò attraverso un diodo può passare un overshoot di ampiezza sufficiente a causare successivamente disturbi.

3) L'impedenza di un diodo nella direzione inversa, specialmente ai bassi livelli, è ben lontana dall'essere infinita. In conseguenza il diodo carica il circuito di cui fa parte. La cosa è particolarmente grave quando il guadagno dello stadio è alto e tutti i carichi esterni devono essere evitati.

4) Quando un diodo taglia un overshoot stronca anche tutti i segnali deboli che avvengono durante l'overshoot. Questo effetto è mostrato in fig. 13.

Ad onta di questi inconvenienti, i diodi limitatori possono essere usati vantaggiosamente in numerose applicazioni se si tengono presenti le loro limitazioni. I nuovi cristalli di germanio, che sono notevolmente migliori dei comuni diodi termoionici per questo scopo, rendono possibile l'uso di diodi limitatori nelle applicazioni per le quali un diodo termoionico non può essere impiegato.
I diodi possono essere usati in una certa varietà di circuiti. Il diodo in serie mostrato in fig. 14a) presenta bassa impedenza al segnale ed alta impedenza all'overshoot, attenuandolo secondo un fattore uguale al rapporto della resistenza di carico del diodo alla resistenza inversa del diodo. Poichè la resistenza diretta del diodo non è zero, si verifica anche una certa attenuazione del segnale. Il diodo in derivazione mostrato in fig. 14 b) presenta alta impedenza al segnale e carica l'overshoot con una bassa resistenza. La riduzione dell'overshoot risultante dall'uso di un diodo in derivazione è funzione della resistenza del circuito in cui esso è montato ed è uguale al rapporto della resistenza del circuito alla resistenza inversa del diodo. Anche in questo caso si ha una certa attenuazione del segnale, questa volta a motivo che la resistenza inversa non è infinita. Usando diodi bisogna fare attenzione a non introdurre affievolimento del segnale in seguito alla lenta attenuazione della capacità distribuita attraverso la resistenza inversa del diodo. Col diodo in serie di fig. 14 a) può verificarsi affievolimento se la resistenza del diodo non è piccola.
I diodi usati direttamente nel circuito che provoca l'overshoot fanno qualcosa di più che il solo taglio dell'overshoot. Se ad es. un diodo in derivazione viene messo al posto di una resistenza di griglia, il condensatore di accoppiamento si carica attraverso un'alta resistenza. La costante di tempo di carica perciò è lunga e produce un piccolo overshoot. Inoltre il condensatore si scarica attraverso una piccola resistenza, provvedendo così il recupero molto più rapidamente di quanto ci si aspetti normalmente. Questo stesso effetto può essere ottenuto senza bisogno di un diodo ausiliario in uno stadio in cui la griglia diviene negativa, ed in cui ogni overshoot provoca corrente di griglia.
Il circuito griglia catodo infatti in tal caso agisce come un diodo, ma solo quando non sia presente un overshoot prima di questo stadio. Tutti gli overshoot preesistenti non vengono smorzati da questa breve costante di tempo; per contro esso carica il condensatore di accoppiamento in direzione opposta attraverso il percorso a bassa impedenza del circuito di griglia, o diodo virtuale, e produce un grave overshoot secondario.

3.7. - Circuiti di griglia con linea di ritardo

Se nel circuito di griglia di un amplificatore si inserisce una linea di ritardo come in fig. 15, un impulso applicato all'ingresso del circuito, si propaga fino all'estremo della linea, subisce riflessione

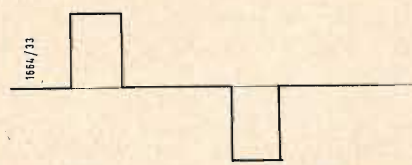



Fig. 16 - Risposta di un circuito con linea di ritardo ad un impulso rettangolare.

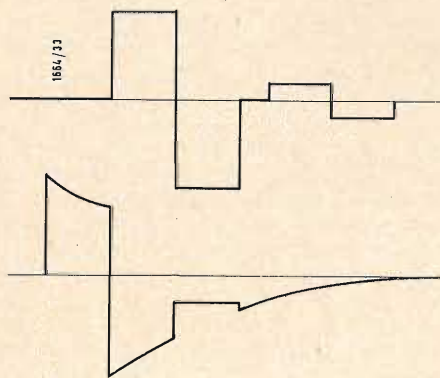



Fig. 17 - Vantaggio offerto dell'overshoot rettangolare.

Fig. 18 - Effetto della linea di ritardo sul segnale con overshoot (tempo di ritardo uguale alla larghezza dell'impulso).

e ritorna all'ingresso con fase opposta. Questo impulso riflesso a sua volta produce un secondo impulso, eguale in ampiezza e opposto in segno all'impulso originale e ritardato di un tempo che equivale al doppio della lunghezza della linea come mostrato in fig. 16. Questo segnale riflesso può essere considerato come un overshoot, che invece di avere forma esponenziale, è rettangolare. Se si definisce la durata dell'overshoot come il tempo necessario per cadere ad un dato livello assoluto, l'overshoot rettangolare ha il grande pregio di avere durata costante, senza riguardo all'intensità del segnale, mentre la durata di un comune overshoot con andamento discendente esponenziale aumenta con l'intensità del segnale. Perciò i segnali deboli, che seguono un overshoot rettangolare, vengono conservati, mentre quelli successivi ad un overshoot esponenziale possono andar perduti, come indica la fig. 17.

L'effetto della linea di ritardo sull'overshoot lungo è mostrato in fig. 18. Il segnale ritardato viene sottratto dal segnale non ritardato generando il segnale risultante. La differenza di ampiezza fra i segnali ritardato e quello non ritardato rappresenta la quantità di cui è caduto il segnale non ritardato durante il tempo di ritardo ed è uguale all'ampiezza dell'overshoot:

$$a = a_o (1 - e^{-tr/T}) \cong a_o \frac{t_r}{T} \qquad (24)$$

in cui a_o è l'overshoot frazionario del segnale originale, t_r è il tempo di ritardo e T è la costante di tempo dell'overshoot. Questa relazione è molto simile a quella per la riduzione degli overshoot

secondo il fattore $1 - \frac{T_1}{T^2}$ con circuiti aventi brevi costanti di tempo.

Si vede che il circuito a linea di ritardo si comporta relativamente agli overshoot preesistenti analogamente a un circuito avente una costante di tempo eguale al tempo di ritardo.

Il principale inconveniente del circuito a linea di ritardo è che le impedenze caratteristiche delle comuni linee di ritardo sono considerevolmente inferiori alle impedenze di carico generalmente desiderate per un amplificatore ad alto guadagno. L'uso di questo tipo di circuito perciò provoca una perdita di guadagno in tutti gli amplificatori, salvo gli amplificatori a larga banda, che impiegano basse resistenze di carico. Vi è anche una piccola diminuzione del rapporto segnale/disturbo perchè il disturbo ritardato si somma al disturbo non ritardato, aumentando la potenza disturbante.

In quanto precede si è supposto un comportamento ideale del circuito della linea. In pratica vi è attenuazione nella linea ed il segnale riflesso è minore del segnale originale. In conseguenza si deve modificare la (24) sostituendo al posto dell'unità un numero minore di 1.

Si noti che se la attenuazione della linea è correttamente regolata, questo numero può essere fatto uguale a e^{-tr}/T, nel qual caso l'overshoot viene completamente cancellato. Questa regolazione è generalmente pratica per produzione su larga scala, ed è utilissima in laboratorio.

Se la linea non è terminata sulla sua impedenza caratteristica, si hanno riflessioni multiple, che producono overshoot multipli. Anche se questi overshoot sono piccoli, assumono importanza per un segnale sufficientemente ampio.

In questo caso il vantaggio dell'overshoot rettangolare su quello esponenziale, è perduto. Se l'impedenza di terminazione è minore di quella caratteristica, vi è un'inversione di segno nella riflessione, e nella linea ritorna un segnale avente lo stesso segno del segnale originale. Tutte le riflessioni sono perciò dello stesso segno della prima e il risultato è un allungamento dell'overshoot in gradini come indicato in figura 19*a*.

Se l'impedenza di terminazione è maggiore di quella caratteristica, non vi è inversione anomala di segno, ed il segnale viene invertito di segno ad ogni riflessione, producendosi così riflessioni successive di segno alternato. Ciò provoca overshoot multipli come in fig. 19*b*.

L'esatta terminazione è difficile da ottenere, date soprattutto le tolleranze dei resistori del commercio. La percentuale massima di overshoot che può verificarsi è, grosso modo, uguale alla tolleranza dei resistori adottati.

La difficoltà di terminazione è accentuata dalle non linearità del circuito di griglia, che possono essere generate da un segnale positivo sufficientemente intenso da provocare corrente di griglia.

Per questa ragione ci si deve aspettare un certo grado di disadattamento; poichè è preferibile avere un singolo overshoot allungato, piuttosto che overshoot multipli, è desiderabile prevedere la terminazione leggermente inferiore della impedenza caratteristica. Con questi si ottiene un risultato assai migliore di un semplice circuito di accoppiamento R, C, così che il suo impiego è giustificato in molte applicazioni.

La combinazione dei limitatori a cristallo di germanio con le linee di ritardo è molto efficace. Un cristallo in serie con la terminazione evita di caricare il segnale originale da parte della terminazione, ed agisce anche come un adattatore per la riflessione, che è di segno opposto. L'effetto non lineare del circuito di griglia sulla terminazione può essere eliminato coll'uso di un cristallo in serie, che permette il passaggio del segnale originale, ma agisce come un circuito aperto per il segnale riflesso.

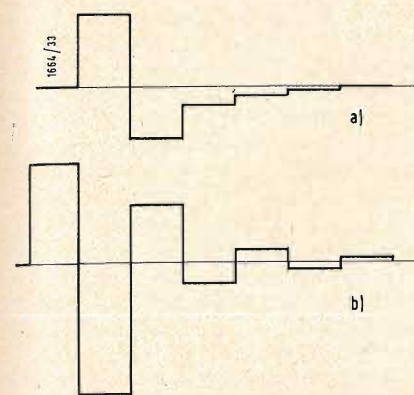



Fig. 19 - Riposta agli impulsi di un circuito con linea di ritardo - *a*) con impedenza di terminazione troppo bassa *b*) con impedenza di terminazione troppo alta.

Fig. 20 - Circuito a linea di ritardo, con limitatori a cristallo.

Questo cristallo limita contemporaneamente l'overshoot.

Un circuito di questo tipo è indicato in fig. 20.

3.8. - Coppie a reazione negativa

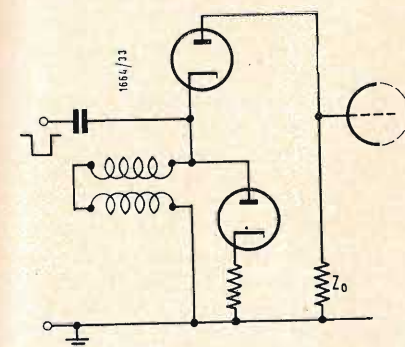
In un amplificatore video ad alto guadagno si può usare il circuito coppia a reazione negativa, per migliorare gli overshoot. Da una coppia a reazione correttamente progettata si può ottenere un miglior funzionamento, per i seguenti due motivi:

1°) Se un amplificatore a coppia a reazione è studiato in modo che ai terminali di entrata della coppia appaiano segnali negativi, si possono regolare le costanti della coppia in modo che, senza eccessive perdite di guadagno, il segnale positivo che perviene alla seconda griglia, sia limitato ad un valore, che non può provocare corrente di griglia.

2°) La reazione ha anche l'effetto di ridurre l'overshoot del circuito di accoppiamento interstadio secondo un fattore considerevole, rispetto a quello che esso sarebbe senza la reazione.

I valori relativi delle resistenze di carico in una coppia a reazione possono essere regolati senza variare la risposta generale della coppia, ammesso che la resistenza di reazione sia stata opportunamente variata. Questa regolazione ha l'effetto di modificare i guadagni relativi dei due stadi senza alterare la risposta totale. Il sovraccarico della seconda griglia può perciò assere reso piccolissimo aumentando al massimo possibile il guadagno del 2° stadio e riducendo al massimo possibile quello del primo stadio. Il massimo segnale che così può apparire alla seconda griglia è molto minore che in un circuito avente lo stesso guadagno totale, ma senza reazione, in conseguenza l'overshoot relativo al massimo segnale è diminuito.

Talvolta è anche possibile progettare una coppia in modo che non vi sia mai corrente di griglia; questo è un notevole miglioramento.

L'effetto della reazione sugli overshoot può essere calcolato con un processo analogo a quello fondamentale usato al paragrafo 2. Se si verifica che la costante di tempo del circuito è grande rispetto alla lunghezza dell'impulso, si può dedurre dalla corrente di carica e dalla durata τ dell'impulso la tensione apparente alle armature del condensatore di accoppiamento alla fine dell'impulso. Per la fig. 21 questa tensione vale

$$v_c = \frac{i\,\tau}{C} = \frac{V_g\,\tau}{R_g\,C} \qquad (25)$$

dove V_g è l'ampiezza dell'impulso di segnale apparente alla griglia del secondo stadio. Si può dimostrare che la frazione di v_c che appare ai capi della resistenza di griglia è:

$$v_g = v_c\,R_g \left[R_g + \frac{(R_2 + R_{12})\,R_1}{R_1 + R_2 + R_{12}} + \frac{g_m\,R_1\,R_2\,R_g}{R_1 + R_2 + R_{12}}\right]^{-1} \qquad (26)$$

con g_m = conduttanza mutua del triodo. Sostituendo la (25) nella (26), si ricava la seguente espressione per l'overshoot frazionale:

$$a = \frac{v_g}{V_g} = \frac{v_g\,v_c}{V_g\,v_c} = \frac{\tau}{c}\left[R_g + \frac{1}{R_1 + R_2 + R_{12}}(g_m R_1 R_2 R_g + R_1 R_2 R_{12})\right]^{-1} =$$

$$= \frac{\tau}{R_g\,C}\left[\left(\frac{g_m\,R_1\,R_2}{R_1 + R_2 + R_{12}}\right)\left(1 + \frac{1 + \frac{R_{12}}{R_2}}{g_m\,R_g} + \frac{R_1 + R_2 + R_{12}}{g_m\,R_1\,R_2}\right)\right]^{-1} \cong \frac{\tau}{R_g\,C}\left(\frac{g_m\,R_1\,R_2}{R_1 + R_2 + R_{12}}\right)^{-1} \qquad (27)$$

Allora, per un amplificatore senza corrente di griglia, per cui si può assumere con sicurezza R_g molto grande, l'overshoot frazionale viene ridotto secondo il fattore $g_m R_1 R_2/(R_1 + R_2 + R_{12})$; rispetto a quello di un amplificatore senza reazione. Questo effetto è molto utile nei primi stadi degli amplificatori ad alto guadagno, dove sarebbero altrimenti necessari condensatori grossissimi, per eliminare gli overshoot.

Es.: assumiamo i seguenti valori tipici per tale circuito $R_1 = R_2 = 10$ kΩ; $R_{12} = 50$ kΩ; $g_m = 3$ mmho.

Con questi valori l'overshoot frazionale è migliorato secondo il notevole fattore di 6.

La costante di tempo di recupero, che ci si può aspettare, è data dal denominatore della (27).

3.9. - Coppia a reazione negativa e ad accoppiamento diretto

Il metodo più semplice e radicale per evitare che il condensatore di accoppiamento venga caricato dalla corrente di griglia, è di eliminare il condensatore. Si può usare qualsiasi circuito convenzionale di accoppiamento diretto, trascinandosi seco anche il ben noto inconveniente dell'alimentazione complessa degli amplificatori ad accoppiamento diretto. L'uso di una coppia a reazione negativa in unione con l'accoppiamento

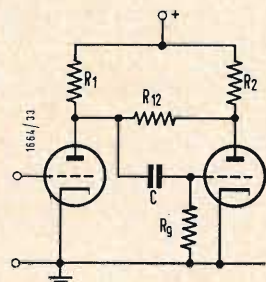



Fig. 21 - Coppia a reazione negativa.

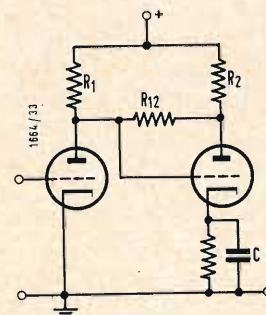



Fig. 22 - Coppia a reazione negativa ad accoppiamento diretto.

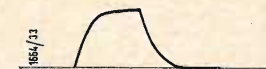



Fig. 23 - Normale effetto della capacità in derivazione.

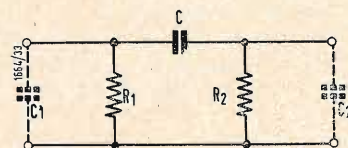



Fig. 24 - Circuito di accoppiamento con capacità in derivazione

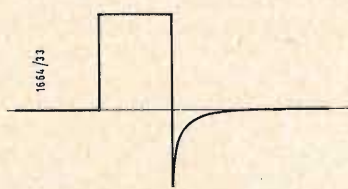



Fig. 25 - Guizzo spesso generato dalla capacità in derivazione.

diretto, secondo la fig. 22, acconsente l'uso di un comune alimentatore del tipo usato per gli altri amplificatori video. In questo circuito il primo tubo della coppia funziona generalmente a una bassa tensione, alla quale il tubo lavora ancora soddisfacentemente come amplificatore. La griglia del secondo tubo è direttamente accoppiata alla placca del primo; la forte resistenza del secondo catodo fornisce polarizzazione catodica sufficiente per portare il potenziale di catodo al di sopra del potenziale di griglia della quantità necessaria. A motivo dei due tipi di degenerazione c.c. presenti in questo circuito, esso diviene straordinariamente stabile relativamente alle variazioni della tensione di alimentazione e del tubo. L'unico pregio che acconsente il suo impiego come amplificatore di uso pratico è l'effetto della reazione di ridurre l'overshoot causato dal condensatore di by-pass, permettendo così il disaccoppiamento della forte resistenza catodica che altrimenti introdurrebbe forti perdite di guadagno in seguito alla degenerazione. Si può dimostrare che la reazione riduce l'overshoot del circuito di catodo secondo lo stesso fattore, col quale riduce l'overshoot del circuito di accoppiamento nella coppia a reazione accoppiata capacitivamente.

Questo fattore è dato dalla (26), con R_g posto uguale a infinito. Perciò il fattore secondo il quale viene ridotto l'overshoot frazionale è

$$1 + \frac{g_m R_1 R_2}{R_1 + R_2 + R_{12}}.$$

È allora possibile progettare una coppia a reazione ad accoppiamento diretto in cui il catodo del secondo stadio è bypassata. Questo ha il vantaggio sugli altri tipi di circuiti qui considerati, di eliminare il problema della corrente di griglia.

Si osservi inoltre che ciò è possibile limitatamente al caso di soli segnali negativi applicati alla griglia del primo stadio della coppia; per amplificatori che devono ammettere segnali sia negativi, sia positivi, questo tipo di circuito non è adatto.

3.10. - Effetto della capacità in derivazione

Per molto tempo si è trascurata la capacità in derivazione verso massa sempre presente in un circuito di accoppiamento, perchè nei comuni circuiti accoppiati a R, C, il suo effetto è solo quello di allungare leggermente i fronti di salita e di discesa dell'impulso, poichè questa capacità si deve caricare prima che abbia luogo qualsiasi variazione di tensione. Il normale effetto della capacità in parallelo è quello mostrato in fig. 23.

In alcuni circuiti come accoppiamento a impedenza, o circuiti a reazione, si può presentare un altro effetto della capacità in derivazione, che conduce a degli overshoot. Questo effetto può verificarsi in tutti i circuiti dove la piena tensione alle armature del condensatore non deve apparire come segnale sulla griglia dopo l'impulso, ma si divide fra diversi rami.

Consideriamo il circuito tipico di accoppiamento di fig. 24, con le capacità C_1 e C_2 in derivazione. Alla fine dell'impulso, prima che vi sia flusso di corrente nelle resistenze per la distribuzione delle tensioni discussa al paragrafo 2, vi sarà un breve passaggio di corrente, che carica i condensatori C_1 e C_2. La tensione ai capi del condensatore di accoppiamento viene allora divisa fra i circuiti di griglia e di placca in ragione inversa delle capacità in parallelo rispettivamente.

Perciò l'ampiezza dell'overshoot dipende dal rapporto delle capacità, piuttosto che dal rapporto delle resistenze, come si è ricordato al paragrafo 2. Quando la corrente comincia a scorrere attraverso le resistenze, la carica di queste capacità in derivazione varia e le condizioni dello studio precedenti sono valide. Il tempo richiesto per lo stabilirsi di questa carica dipende dalle costanti di tempo della capacità in parallelo e dalle resistenze di carico.

L'ampiezza iniziale degli overshoot provocati da queste capacità in parallelo può differire considerevolmente dai valori ricavati dallo studio precedente. Allora, per il caso in cui R_1 è molto maggiore di R_2 o per casi analoghi di accoppiamento a impedenza e di reazione negativa, che per il loro funzionamento richiedono solo una piccola frazione della tensione del condensatore apparente alla griglia, l'overshoot iniziale attuale può essere considerevolmente maggiore di quello che risulta dalla tabella 1 e dalle relazioni (23) o (27). Questo effetto è di relativamente breve durata, essendo il rapporto della sua costante di tempo a quella dell'overshoot previsto dall'analisi uguale al rapporto della capacità in derivazione al condensatore di accoppiamento. Quindi esso appare come un guizzo ripido al principio dell'overshoot, come indicato in fig. 25. L'effetto può essere disturbante nei casi nei quali il circuito è stato progettato per aver un overshoot trascurabile, giusta le considerazioni precedenti.

Il guizzo può essere assai maggiore dell'overshoot e può propagarsi attraverso l'amplificatore come un segnale apprezzabile. Dato che esso dipende in larga misura dalle capacità distribuite, l'effetto è difficile da trattare sperimentalmente. Un rimedio ovvio è di trasferire alla placca il guizzo, caricando il circuito di griglia con un piccolo condensatore; ciò varia la distribuzione della tensione al condensatore di accoppiamento fra i circuiti di placca e di griglia.

(continua)

Forte incremento degli abbonati alla TV

Gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia alla data del 10 giugno 1961 hanno raggiunto la cifra di 8 milioni 237 mila di cui 2 milioni 480 mila anche alla televisione. In confronto al 31 dicembre 1960, a quanto informa la Agenzia Economica Finanziaria, gli abbonati alle radiodiffusioni risultano aumentati di 231.632 e gli abbonati anche alla TV di 356 mila 455

Per un'esatta valutazione del notevole incremento registrato nei primi cinque mesi e dieci giorni del corrente anno nel numero degli abbonati alle trasmissioni RAI-TV è da tener presente che in tutto l'anno 1960 i nuovi abbonati alle radiodiffusioni furono 418.558 e quelli anche alla TV 550.973.

(v. o.)

«Ricevitori per televisione» in una edizione del C.N.R

In una edizione del Consiglio Nazionale delle Ricerche e per i tipi delle Arti Grafiche Panetto e Petrelli di Spoleto, il Prof. Marco Frank, Direttore dei Laboratori di elettronica dell'Istituto Superiore di Sanità, ha pubblicato: « Ricevitori per televisione », un libro (155 pagine, 210 figure) destinato agli allievi del Corso di specializzazione elettronica, promosso dal Comitato per le telecomunicazioni militari.

L'argomento trattato viene svolto da un punto di vista eminentemente fisico, data l'importanza dell'intuizione fisica nello studio dei circuiti. Il libro, quindi, si rivolge ad una larga cerchia di tecnici interessati alla televisione, in quanto nella trattazione si è cercato di limitare all'indispensabile i calcoli matematici. Dalla trattazione delle antenne, attraverso l'esame del circuito d'entrata, l'amplificazione a radio frequenza, la conversione di frequenza, l'amplificazione a frequenza intermedia, la demodulazione, l'amplificatore video, la regolazione del segnale video, il cinescopio, la separazione dei segnali di sincronismo, i circuiti di sincronismo e di deflessione orizzontale, lo stadio d'uscita per la deflessione orizzontale, i circuiti di sincronismo e di deflessione verticale, fino al giogo per la deflessione, alla ricezione del suono e infine all'alimentazione, viene seguita, in ordine logico, la via percorsa dai segnali, dettagliando ogni stadio del ricevitore e riportandone le varianti tecniche di maggior interesse. Inoltre un largo corredo di schemi e disegni accompagnano il testo rendendone più completa e rapida la comprensione. Il prezzo del volume è di L. 2.000.

(i.s.)

Sono entrati in funzione nelle Banche e negli Istituti di Credito degli Stati Uniti apparecchi televisivi a circuito chiuso che assicurano un più rapido servizio per i propri clienti, eliminando l'inconveniente dei duplicati di documenti e al tempo stesso la perdita di pratiche.

Il sistema a circuito chiuso costruito dalla General Electric dirama immediatamente le informazioni ad uno schermo monitore da una località centrale dove i libri contabili o i cartoncini con le firme sono posti dinanzi alla macchina televisiva dietro richiesta dei funzionari di Banca per il controllo. Tutti i documenti possono così essere conservati al sicuro in un'apposita sede sotterranea. Oltre alla eliminazione di possibili errori dovuti a comunicazioni orali, il sistema offre alla Banca un più rapido controllo interno contro eventuali casi di infrazioni determinando un servizio più agile ed una maggiore utilizzazione del personale.

(g. r.)

dott. ing. Piero Nucci

Nastro perforato e calcolatrici elettroniche nella regolazione automatica di processi industriali

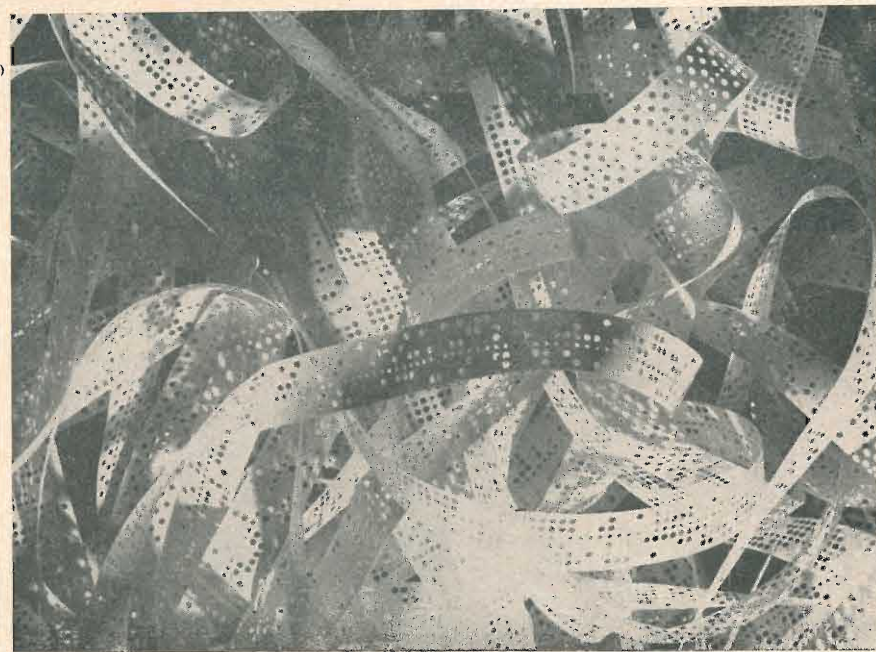



Fig. 1 - Vista di nastro perforato, a cinque traccie di codice.

ALLORCHÈ COMINCIÒ a diffondersi e venne utilizzata su grandi distanze la telegrafia elettrica su filo, apparve ben presto che l'elemento più costoso della catena trasmettitore-linea-ricevitore era di gran lunga il secondo, la linea; questo è ancora più vero se ci riferiamo a un cavo, sotterraneo o subacqueo. Di qui la necessità di utilizzare al massimo la linea, per ammortizzarne il costo di impianto e di manutenzione e per dare sbocco al traffico sempre più intenso. Nacquero allora, 40 o 50 anni fa due tendenze, una verso le trasmissioni multiple (Baudot, successivamente cavi a più bicoppie, sistemi a frequenze portanti) l'altra verso la trasmissione celere.

Questa si basa sulla considerazione che per la trasmissione e la riproduzione del gruppo di segnali elettrici esprimenti un carattere occorre un tempo assai minore di quello necessario al lento ritmo dell'uomo per comporre in codice o per interpretare i segnale stessi. Il telegrafo celere Wheatstone consente la trasmissione automatica in base a un nastro perforato, preliminarmente preparato; gli impulsi (positivi per le linee del codice Morse, negativi per i punti) si susseguono alla velocità di svolgimento del nastro; in ricezione viene perforato un nastro identico a quello di trasmissione sicchè la velocità è limitata solo dalla velocità propria dell'organo elettromeccanico perforatore in ricezione. La codificazione o perforazione viene predisposta da operatori a mezzo di appositi perforatori manuali, e ovviamente più operatori possono preparare l'alimentazione per un solo trasmettitore; egualmente, la decodificazione o interpretazione e traduzione in chiaro dei segnali è fatta contemporaneamente da più operatori.

Il nastro telegrafico, (fig. 1) in carta speciale resistentissima alla trazione, porta un sistema centrale di piccoli fori di avanzamento equidistanti, nei quali si impegna una ruota a punte; e il sistema di fori di codice, più grandi, a destra e a sinistra per le linee e per i punti. La lettura in ricezione avviene a mezzo di aghi tastatori.

Ma dovevano passare altri trenta anni prima che le possibilità del nastro perforato venissero scoperte e apprezzate fuori del campo delle telecomunicazioni elettriche. Dopo la seconda guerra mondiale, con l'apparizione delle prime calcolatrici elettroniche numeriche[1], i progettisti cominciarono a esaminare i concetti direttivi del funzionamento delle telescriventi, considerandole come possibili mezzi per introdurre nelle calcolatrici i dati da elaborare e per registrare all'uscita i dati elaborati. (ADP o Authomatic Data Processing) Infatti le telescriventi avevano dovuto rispondere a esigenze di celerità, di affidabiltà e sicurezza di esercizio, flessibilità nella costruzione e costo ragionavole, quale risultava dalla costruzione in grandi serie. Erano esigenze simili a quelle dei sistemi complessi di elaborazione di dati.

Fig. 2 - Schema di ricerca e rilevamento di anomalie o « allarmi » fuori tolleranza, con annessa registrazione su nastro del numero o della entità degli allarmi.

Si cominciò dunque a rivolgersi al nastro perforato, pur con la segreta convinzione che questo dispositivo fosse solo un espediente transitorio e che in fondo il nastro perforato non avesse in sè quanto occorreva per rispondere alle esigenze delle cacolatrici. Questa riserva però si è fin'ora dimostrata fallace. Infatti le calcolatrici numeriche devono ricevere in modo adatto i dati che esse sono chiamate a elaborare secondo certi programmi, come vedremo più avanti. È fondamentale il fatto che esse hanno una rapidità di eleborazione inconcepibilmente maggiore di quella con cui l'uomo può fornire i dati in entrata o raccogliere quelli in uscita. Di qui la necessità di un dispositivo di registrazione (in un codice qualsiasi) che funzioni da « memoria », sganciando fra loro ritmi così diversi e liberando la calcolatrice dai dati elaborati, onde renderla disponibile per altro lavoro. (Si noti tuttavia che nella tecnica delle calcolatrici elettroniche la parola « memoria » ha un significato diverso e più particolare).

Per l'introduzione dei dati in una calcolatrice ci si serve sostanzialmente di tre mezzi di registrazione: il nastro magnetico, la scheda perforata, il nastro perforato; ciascuno dei tre ha caratteristiche e campi di applicazione particolari. Un sistema che accumuli dati con la velocità di 10.000 caratteri per secondo generalmente registra su nastro magnetico. Questo viene poi introdotto nella calcolatrice. Per un funzionamento in serie (on-line) la calcolatrice deve avere la stessa velocità. Poichè poi essa elabora i dati per dar luogo a un prescritto programma, i dati in uscita non debbono essere resi disponibili per la lettura o per la registrazione, sicchè in uscita non esistono problemi di velocità.

Nelle calcolatrici a bassa velocità, invece, l'entrata si fa con nastro perforato. Si tratta sempre di una velocità « relativamente » bassa.

Generalmente parlando, in una elaborazione per processi industriali le operazioni necessarie sono:

1) Accoglimento dei dati e trascrizione di essi in chiaro su una macchina dattilografica (a scopo di controllo).

2) Ricerca delle eventuali condizioni di « allarme », (fig. 2) cioè confronto fra il valore in entrata e il corrispondente valore predisposto ovvero i corrispondenti valori di tolleranza predisposti, per verificare se il processo avviene entro le tolleranze volute; in caso contrario ci può essere intervento per correzione (v. sotto) o semplice registra-

(1) Le calcolatrici numeriche, dette pure barbaricamente digitali, sono diverse da quelle analogiche; le prime fanno calcoli numerici, le seconde manipolano tensioni elettriche.

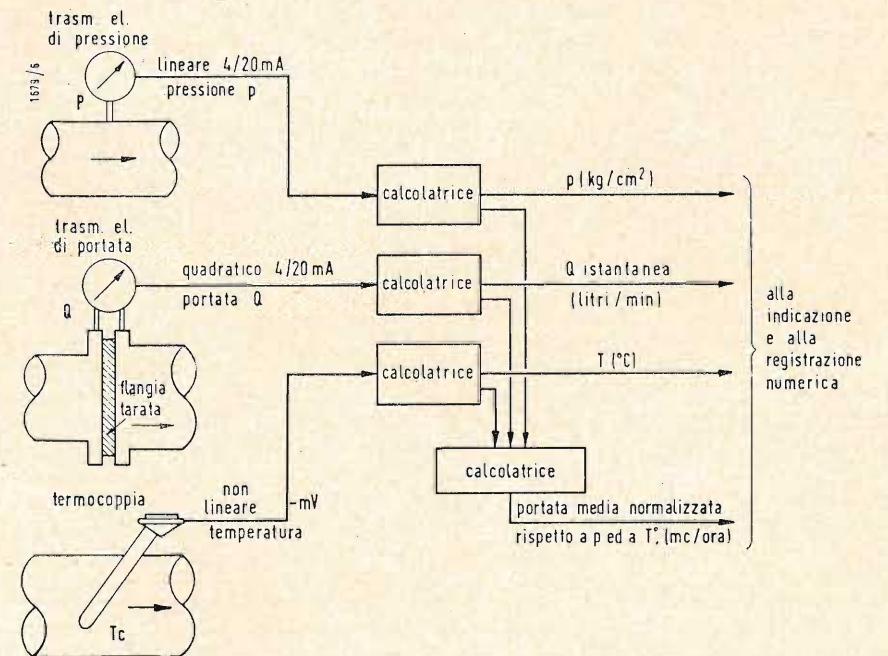



Fig. 3 - Schema a blocchi del contemporaneo rilievo di pressione, di portata e di temperatura di un liquido, con riporto automatico della portata alle condizioni normali e integrazione del suo valore medio.

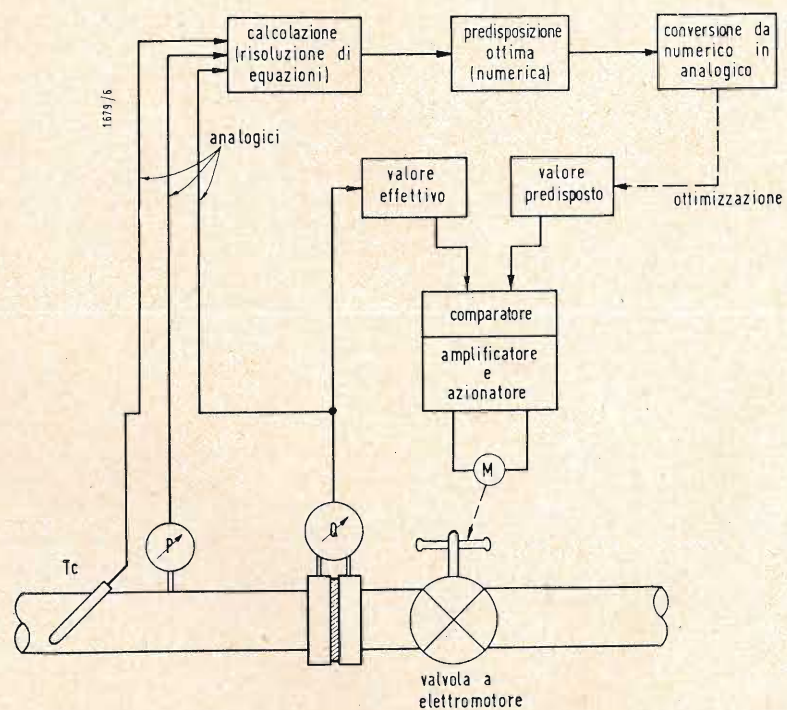



Fig. 4 - Schema a blocchi di regolazione automatica ottimizzata della portata. La parte tratteggiata concerne la semplice regolazione automatica, con confronto fra valore effettivo e valore predisposto nel comparatore, amplificazione della differenza, utilizzazione di essa nell'azionatore per alimentare il motore per azionatore della valvola di regolazione. Ma le altre grandezze in giuoco, pressione e temperatura, opportunamente manipolate nelle calcolatrici, dànno (prima in termini numerici, poi in termini analogici) il valore del ritocco da apportare al valore predisposto (set-point) per ottenere il valore ottimo della portata.

zione e segnalazione di allarme.

3) Calcolazioni (poichè la lettura avviene in diverse unità tecniche, solitamente diventano necessarie varie funzioni di calcolazione sia per la indicazione che per la registrazione).

4) Indicazione numerica di ogni variabile a ogni richiesta dell'operatore e stampa a intervalli regolari di tutti i valori ricevuti.

5) Regolazione automatica con ottimizzazione (questo è il campo più interessante ma anche quello ancora in corso di sviluppo e di espansione).

Esaminiamo ora in dettaglio alcune di queste fasi.

1. - CALCOLAZIONI

I dati in arrivo sono sempre delle tensioni o delle correnti; per es. una gamma di valori normalizzati per la corrente è 4 ÷ 20 mA e questa è la corrente trasmessa da qualsiasi misuratore. Ciò significa che per es. qualunque misuratore di pressione trasmette questa gamma di corrente, quale che sia la pressione che sta misurando, poichè le regolazioni interne del trasmettitore di misura sono predisposte in modo da dare questa gamma di corrente. Naturalmente all'atto dello scrittura la corrente deve essere ritradotta nella *reale* pressione misurata;ecco che si rende necessaria una calcolazione, dal momento che l'uscita deve essere espressa da un numero e non per es. dalla deviazione di uno strumento (nel quale caso basterebbe evidentemente tarare lo strumento in quella gamma voluta di kg/cm²). Per fare questa traduzione la calcolatrice deve eseguire una moltiplicazione, in quanto la corrente varia linearmente con la pressione (v. fig. 3).

Un altro esempio è quello che in cui la stessa corrente, 4 a 20 mA, trasmette l'indicazione di una portata. La misura di portata viene eseguita, come è noto, come misura della velocità del fluido attraverso una flangia tarata; la questa velocità si risale dalla misura della differenza di pressione fra monte e valle della flangia stessa. Risulta allora che la corrente (proporzionale a tale pressione differenziale) varia con la radice quadrata della portata, secondo la:

$$Q = kw = k\sqrt{k'\ (p'' - p')} = k''\sqrt{i}$$

In questo caso la calcolatrice deve eseguire una estrazione di radice, oltre alla moltiplicazione per una costante. In altri casi (....) per es. di una termocoppia (....) deve operare secondo leggi ancor più complicate.

2. - OTTIMIZZAZIONE DELLA REGOLAZIONE

Questa è di gran lunga la più importante e la più interessante fra le funzioni che una calcolatrice può svolgere in un processo, sebbene oggi ciò non sia né ancora abbastanza compreso né, per conseguenza, abbastanza diffuso. Un direttore d'esercizio teme di affidare

l'ottimizzazione di un processo a una calcolatrice che può, notoriamente, commettere errori. Esamineremo più sotto questo punto. È chiaro, comunque, che se tale timore si mostrerà (come riteniamo) sempre più infondato, è questo l'avvenire delle calcolatrici numeriche nei processi industriali, nei quali esse sono e saranno chiamate a dare un contributo sempre più prezioso.

Esaminiamo come compare lo schema a blocchi di una regolazione automatica (v. fig. 4), quella di una portata liquida.

Subito a monte o subito a valle della valvola regolatrice c'è una flangia tarata; la differenza di pressione è funzione univoca della portata. La misura di questa differenza di pressione viene tradotta nella detta corrente continua standard, 4 a 20 mA. Il regolatore automatico elettronico riceve questa corrente; la confronta con la corrente di riferimento che corrisponde alla portata predisposta; amplifica la eventuale differenza e utilizza la potenza uscente dall'amplificatore (funzione della differenza o errore) per azionare la valvola regolatrice in modo tale da correggere lo scarto rispetto al valore di riferimento predisposto. Questo è lo schema di una semplice regolazione.

Possiamo distinguere in essa tre funzioni fondamentali, corrispondenti ai tre blocchi rappresentati in figura: 1) Traduzione della variabile da regolare in una corrente; 2) Generazione e fissazione della corrente di riferimento; 3) Amplificazione della differenza col suo segno e conseguente azionamento correttivo dell'organo di regolazione.

In quanto abbiamo detto ora si è supposto implicitamente che il valore di riferimento venga predisposto una volta per tutte manualmente, o anche variato a lunghi intervalli di tempo in base a un programma introdotto nel regolatore con uno dei modi possibili, per es. a mezzo di schede perforate; ma la cosa diventa assai più interessante (e ovviamente più complessa) se questo valore di riferimento può essere reso a sua volta variabile, in funzione di un comando della calcolatrice. Supponiamo cioè di inviare alla calcolatrice la stessa portata reale, già inviata al regolatore automatico e contemporaneamente altre variabili, collegate ad esso, pressione temperatura, ecc. Supponiamo poi di prescrivere alla calcolatrice l'elaborazione e la manipolazione di tutti questi dati secondo una funzione matematica che può anche essere molto complessa, in modo tale che risulti istante per istante il valore ottimo della portata in relazione a tutti i dati introdotti; il valore della corrente di riferimento non dovrà più essere fisso al punto predisposto ma varierà in armonia ai risultati della calcolatrice e si avrà sempre l'ottimizzazione della regolazione. Si intuisce poi che l'ottimizzazione del processo non si consegue agendo solo sulla variabile di cui stiamo parlando ma su tutte le variabili in giuoco, che perciò dovranno essere tutte contemporaneamente ottimizzate.

Si osservi ancora che l'uscita della calcolatrice non può avvenire che sotto forma numerica; per poter chiudere il ciclo occorre ancora una trasformazione di tale valore numerico in una grandezza fisica (nel nostro caso una corrente) nonchè l'immagazzinamento di essa fino alla prossima correzione di ottimizzazione. Questa ultima trasformazione si chiama « conversione da numerico (o digitale) in analogico » nel senso che l'uscita è costituita da una tensione, una corrente, una coppia di forze, un angolo, o altra grandezza fisica.

* * *

Abbiamo accennato al problema della affidabilità sella calcolatrice numerica. Abbiamo detto che il direttore di esercizio esita a affidarsi alla calcolatrice. Ma se il prossimo funzionamento della calcolatrice dovesse mancare, tutto il danno starebbe nel fatto che il valore di riferimento resterebbe costante all'ultimo punto di ottimizzazione, nonostante le possibili variazioni delle altre variabili, ciò che dà luogo al sospetto che quel valore non sia più l'ottimo raggiungibile. Ma se infine il sospetto nell'operatore si concreta nella convinzione che l'ottimo corrisponde a un valore diverso, nessuno gli impedisce di agire manualmente sul riferimento, effettuando l'azione di ottimizzazione che la calcolatrice non è più in grado di effettuare. In altri termini, nella peggiore delle ipotesi la situazione non è più difficile di quella che fosse finchè la calcolatrice non c'era. Nella realtà dei fatti, quelle calcolatrici nelle quali è possibile introdurre un dato dopo l'altro (per così dire « in serie ») debbono, per questo fatto, essere molto veloci, altrimenti un ciclo di elaborazione diventerebbe troppo lungo; e l'elevata velocità porta con sé la probabilità di errori. Vi sono però oggi calcolatrici appositamente studiate per processi industriali, che accettano tutti i dati contemporaneamente (in «parallelo»), ciò che consente di farle andare a velocità limitata. Si realizza così una probabilità di errori e di guasti eccezionalmente bassa, se confrontata con quella delle calcolatrici per contabilità.

I sistemi a elaborazione di dati e regolazione automatica hanno le caratteristiche che seguono:

Non bisogna pensare che sostituiscano l'operatore sino a eliminarne la necessità.

Accrescono però la sua efficienza.

Lo alleggeriscono delle registrazioni di routine.

Gli dànno elementi per le decisioni; questi sono disponibili con grande prontezza.

Vengono continuamente esplorate e denunciate le condizioni fuori tolleranza.

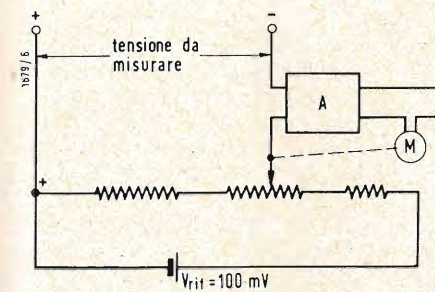



Fig. 5 - Schema del potenziometro a bilanciamento automatico continuo. L'eventuale differenza fra la tensione da misurare e l'aliquota dei 100 mV prelevata sulla presa scorrevole del potenziometro (in opposizione) viene applicata all'entrata dell'amplificatore A. La potenza uscente dall'amplificatore aziona il motore asservito M. Questo sposta la presa fino a che l'errore non è annullato. Può anche azionare il regolatore.

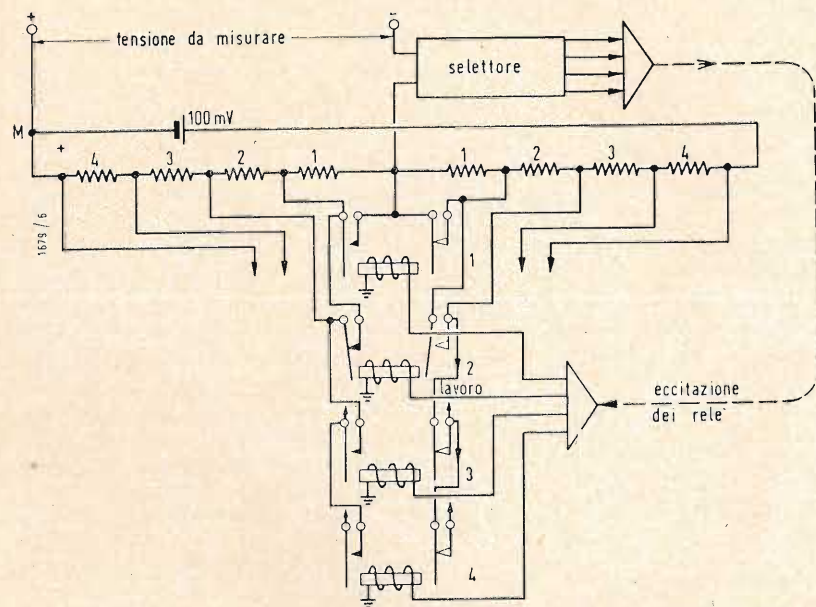



Fig. 6 - Variante del potenziometro a equilibramento automatico. Invece della presa scorrevole vi sono quattro coppie di resistori eguali, che possono essere inseriti a destra o a sinistra azionando i rispettivi relè; questi sono comandati dal *selettore* in modo da ridurre al minimo la differenza fra la tensione sul potenziometro e la tensione da misurare. In pratica vi sono quattro banchi di questo genere per le unità, le diecine, le centinaia e le migliaia. Nella posizione in schema, è cortocircuitata la resistenza 2 a sinistra e le 1, 3 e 4 a destra, sicchè fra i punti M e N ci sono 8 ohm mentre in totale la somma è costantemente di 10 ohm. Risulta fra M e N la tensione di 80 mV.

Riduzione degli scarti e miglioramento della qualità del prodotto.
Molte registrazioni in spazio ridotto.
Visione numerica dei dati.
Dànno sistemi di dati facilmente reperibili in archivio.
Le informazioni sono precise.
Eliminano gli errori dell'operatore o li correggono.

Ricapitolando, ogni strumento del processo dà una indicazione esprimente una grandezza fisica corrispondente, quale che essa sia; tutte queste devono essere trasformate in grandezze elettriche della stessa specie, con opportuni trasduttori. Poi la grandezza scelta come principale, per la regolazione, viene multiplata, cioè inviata da una parte agli strumenti indicatori, registratori, ecc., dall'altra alla calcolatrice. Mentre gli strumenti possono dare indicazione numerica o analogica, a scelta, la calcolatrice richiede dati numerici; per l'una o per entrambe queste fasi è quindi necessaria la conversione da analogico in numerico. Così, per es., l'angolo di cui ha ruotato l'equipaggio mobile di uno strumento o la spazzola di un potenziometro a bilanciamento automatico continuo può essere trasformato in un numero di impulsi proporzionale all'angolo stesso, a mezzo di spazzole scorrenti su un banco di contatti; oppure può essere trasformato nella chiusura di un circuito, nell'abbassamento di un tasto. Vediamo come questo può realizzarsi.

Abbiamo visto più sopra che gli strumenti di misura sono generalmente equipaggiati in modo da dare una corrente normale (4 a 20 mA) che facilmente si può far diventare una tensione normale, facendo scorrere la detta corrente in un resistore tarato. Otterremo, per es. la tensione normale di 100 mV, corrispondente al fondo scala. Le termocoppie, invece, danno direttamente tensioni dell'ordine dei millivolt. La misura di queste tensioni si effettua con un potenziometro a equilibramento automatico continuo. Esso è basato su un metodo di zero e presenta il vantaggio di disporre di una coppia motrice elevata quanto si vuole (per scopi di indicazione, di registrazione, o di azionamento correttivo di organi regolatori) di non prelevare potenza per effettuare la misura, di essere preciso e sensibile. È però piuttosto costoso. Esso applica il concetto della misura di una tensione con potenziometro, ponendo in opposizione una tensione finemente regolabile e esattamente nota (ottenuta appunto su un partitore potenziometrico) con la tensione da misurare. Variando la presa potenziometrica (v. schema fig. 5) si azzera il rivelatore, eguagliando così la tensione tarata a quella incognita da misurare. Nel potenziometro automatico la tensione differenza, opportunamente trasformata e amplificata, aziona un motorino asservito che sposta l'albero del contatto mobile del potenziometro; questo si arresta solo quando le due tensioni sono esattamente eguali e opposte.

Se ora una spazzola, solidale all'alberello, scorresse su un banco di contatti si potrebbe avere l'indicazione numerica (un dato contatto) della posizione dell'albero (un dato angolo, cioè una data tensione). Ma il sistema non sarebbe nè durevole nè preciso.

Una realizzazione moderna è la seguente (fig. 6); immaginiamo di sostituire il potenziometro a contatto scorrevole con due gruppi eguali di 4 resistori ciascuno, per es. da 1, 2, 3 e 4 Ω; i due resistori eguali dei due gruppi sono collegati ai contatti di un relè; uno al contatto di lavoro (chiuso quando il relè è attivato) l'altro al contatto di riposo (chiuso quando il relè è a riposo); è chiaro che attivando il relè si trasporta la resistenza inserita da destra a sinistra del punto centrale. Il potenziometro automatico saggia i quattro relè, lasciandoli tutti nella posizione che più si avvicina all'equilibrio. Con i quattro valori citati si può costituire qualunque valore intero di resistenza, da 0 a 10, con un errore sull'equilibrio inferiore al 10% Un secondo banco di resistori di valore decuplo dei precendenti, di quattro coppie e quattro relè, consente di ridurre l'errore di squilibrio fra tensione da misurare e tensione tarata a meno dell'1%; analogamente un terzo e un quarto banco consentono, con costo moderato, la riduzione dell'errore a meno del 0,01%. Con la stessa imprecisione sono tarati i 32 resistori. Questo sistema assicura precisione elevata, (potere risolutivo) esattezza elevata, durevolezza per l'assenza di contatti striscianti. L'errore di inesattezza è o di una unità ovvero del 0,1% (il maggiore dei due).

Se il sistema deve azionare una macchina stampante bisogna che a ogni cifra del numero da trasmettere corrisponda un tasto; questo viene fatto dalla macchina telescrivente per selezione del gruppo di relè (aperto-chiuso) a ogni combinazione dei quali corrisponde una cifra.

3. - CODIFICAZIONE

La carta usata ha lo spessore di alcuni centesimi o di qualche decimo di mm, la larghezza di 17,4 mm (11/16 di pollice) e la lunghezza di 310 metri (1000 piedi). Le tracce non sono più due (come nel telegrafo Wheatstone) ma cinque o più; c'è poi una traccia centrale di fori più piccoli che serve per l'avanzamento, a mezzo di ruote a punte sporgenti. Con cinque tracce si possono fare $2^5=32$ combinazioni diverse, sufficienti per un alfabeto; le possibilità raddoppiano a mezzo di un dispositivo di spostamento, per i numeri, i segni di interpunzione, ecc. La codificazione è stata fissata di intesa col Comitè Consultif International Telegraphique (CCIT). Ma per la registrazione di dati quali quelli da introdurre nelle calcolatrici occorre una più ampia possibilità di registrazione. Si è passati pertanto a nastri da 22 mm (7/8") a sei o a sette traccie e a nastri da 25,4 mm (un pollice) con 8 traccie, realizzando così rispettivamente 64, 128 o 256 possibilità di combinazioni.

4. - VANTAGGI DEL NASTRO PERFORATO

Essi sono: basso costo e facile disponibilità di esso; un nastro contenente 1.000.000 di informazioni costa trenta scellini e non manca la possibilità di venir riforniti scegliendo fra numerosi produttori; i dati registrati sono visibili (a differenza del nastro magnetico) e possono essere corretti; la successione di essi non può mutare per errore (a differenza delle schede); il rapporto numero di dati/volume del nastro è favorevole; il nastro non viene deteriorato da sfavorevoli caratteristiche ambientali. E infine, il vantaggio maggiore è che il nastro, per la sua stessa natura, è già un mezzo di comunicazione. Questo significa che un nastro, elaborato in un luogo, può facilmente essere spedito e introdotto in una calcolatrice numerica per regolare il processo in un altro luogo. Meglio ancora, può essere trasmesso su filo; una telescrivente[2], mentre stampa, riproduce un nastro identico a quello che si trova alla trasmittente; dunque il nastro si può anche «spedire» telegraficamente con tale mezzo.

5. - PREPARAZIONE

Un nastro si può preparare con un ordinario perforatore; la codificazione avviene per opera dell'uomo, che parte da dati scritti in forma numerica o in parole e aziona i pulsanti del perforatore, secondo il codice stabilito. È da notare che è impossibile un controllo automatico; è essenziale quindi che la perforazione avvenga senza errori (v. in seguito).

Se si tratta di programmi completi, è preferibile che il dispositivo dia anche una registrazione in chiaro dei dati che sono stati perforati sul nastro. Questa si ottiene azionando in trasmissione, invece che un perforatore, una telescrivente, la quale (come si è detto) mentre perfora il nastro dà anche delle copie a stampa della registrazione effettuata, che servono sia da bozze da revisionare, sia da archivio dati

Fatto una volta un nastro, non occorre mai rifarlo giacchè lo stesso nastro si presta a essere riutilizzato un illimitato numero di volte, non essendo suscettidi alterarsi; similmente esso può essere conservato per quanto tempo si vuole.

Inoltre può essere riprodotto, sempre a mezzo di un sistema di telescriventi in circuito chiuso. E infine è facile apportare correzioni, aggiunte, modifiche ecc.

Certi dati fondamentali o costanti vengono anche riprodotti su schede perforate, che sono più comode a conservarsi. Esse hanno le dimensioni di 18 × 8 cm circa. I dati sono punzonati lungo un bordo. Da queste si può ottenere con facilità un nuovo nastro perforato.

(2) Una telescrivente è una macchina telegrafica stampante aritmica dotata di tastiera come una normale macchina dattilografica; ogni carattere viene trasformato nel cambiamento di posizione di cinque leve, le quali trasmettono una successione di altrettanti impulsi elettrici sul filo telegrafico; all'arrivo avviene il processo inverso, e l'informazione viene riprodotta a stampa su una zona. Vantaggi; il messaggio trasmesso viene pure stampato in partenza, per controllo; la trasmissione avviene indipendentemente dal comando (aritmica); l'operatore è un semplice dattilografo. Svantaggi; è una trasmissione lenta. Anzichè manualmente, una telescrivente può pure essere azionata da un nastro perforato con l'aggiunta di un «lettore» o traduttore dal codice Morse al codice a 5 elementi.

6. - MACCHINE COLLEGATE

I dati possono essere raccolti sotto forma di nastro perforato anche a mezzo di perforatori di nastri collegati a altre macchine; per es. una addizionatrice può essere collegata a una perforatrice per nastri; il nastro diventa allora un sottoprodotto della principale funzione della calcolatrice.

È interessante notare che la gamma delle differenze fra l'elaborazione di dati per uso contabile e quella per la regolazione di processi industriali è assai piccola, sia in termini di unificazione tecnica che di principi applicati; e questo è particolarmente vero nella tecnica dei nastri perforati.

Così, per es. le perforazioni del nastro secondo il codice possono essere usate non solo per registrare dati ma anche per comandare processi di regolazione, usando lo stesso codice per tradurre istruzioni o disposizioni al regolatore. Se ne ha un buon esempio nella regolazione automatica delle macchine utensili comandate a mezzo di nastro perforato. In questo caso i dati delle quote, compilati dall'ufficio tecnico, sono tradotti in codice sul nastro, il quale aziona i servocomandi occorrenti per produrre automaticamente il pezzo alle quote volute.

Anche profili complicati possono essere lavorati in una sola operazione, col chè si raggiunge un risparmio fino all'80% del tempo di occupazione della macchina utensile, rispetto al comando manuale. In questo modo si può pure controllare automaticamente il succedersi del funzionamento di parecchie macchine.

Altro esempio di uso di nastri perforati nell'industria è costituito dal comando di sistemi trasportatori, con deviazione automatica secondo programmi predeterminati e punzonati sul nastro.

Un terzo esempio interessante è quello della regolazione automatica delle gallerie a vento, per prove su modelli di aeroplani; la forma della galleria viene modificata con azionatori idrodinamici controllati dal nastro per variare la velocità e le caratteristiche della corrente d'aria che attraversa la galleria.

Sebbene l'uso del nastro perforato nella regolazione automatica sia ancora agli inizi, non si può dubitare che ad esso sia riservata una parte importante nell'ideale dell'automazione.

7. - PREPARAZIONE DEL NASTRO PROTOTIPO

Evidentemente se a una calcolatrice viene data un'informazione sbagliata si otterranno tutto un complesso di risposte errate. D'altra parte un noto costruttore di calcolatrici stima che in un nastro preparato a mano e non corretto si può trovare un errore mediamente ogni 300 a 2000 caratteri punzonati. Alcuni errori vengono rilevati all'atto della perforazione e allora è facile correggerli. Altri errori non sono rilevati così facilmente e questo era uno svantaggio del sistema a nastro perforato. Oggi però sono state sviluppate e messe sul mercato apparecchiature che consentono di trovare e correggere gli errori con molta esattezza e rapidità. Uno di questi sistemi consiste in un complesso a circuito chiuso costituito da un comparatore stampante (come una telescrivente) un perforatore in codice e un «lettore» del codice stesso, collegati fra loro in un circuito locale. Il nastro con la perforazione originaria (che si vuole controllare) è collocato nel lettore, mentre sulla macchina stampante vengono battuti i dati originari; il collegamento fra macchina stampante perforatrice e lettore è tale che solo se la combinazione battuta sulla macchina corrisponde a quella ottenuta sul lettore essa viene passata al perforatore. Se invece ci sono discordanze, il perforatore non agisce. Il successivo esame consente di stabilire se l'errore è nel nastro originario o nella battuta dattiloscritta di verifica. Corretti gli eventuali errori i «vuoti» del nuovo nastro perforato vengono colmati e questo nastro risulta infine esente da ogni errore.

Spesso è necessario poter confrontare due nastri che si suppongono eguali, uno o entrambi essendo il risultato di un funzionamento automatico. In questi casi si usano speciali comparatori per nastri.

Uno dei più semplici fra questi è costituito da un complesso che consente la lettura in sincronismo, ad alta velocità, dei due nastri; se risulta una differenza i nastri vengono arrestati e viene azionato un indicatore di allarme, ottico o acustico. L'operatore prende nota delle differenze e riavvia il sistema fino al prossimo errore o fino alla fine dei nastri. In impianti più complessi viene pure dattiloscritto il testo finchè esso è corretto, ciò che ne facilita la lettura; ecc. Sebbene la correzione dei nastri sia la funzione più importante assolta da queste apparecchiature, esse si usano pure per riprodurre nastri (già corretti) o per produrre nastri «compositi» cioè risultanti dalla composizione di due o più nastri in uno solo.

8. - LETTURA DEI NASTRI E TRASMISSIONE A DISTANZA

Una volta che il nastro sia preparato e sia stato corretto esso viene introdotto nell'elaboratore elettronico. Se questo è in altro luogo, si può tanto inviare il nastro per posta come pure trasmetterlo telegraficamente, facendo uso di un apparato telegrafico del genere del Wheatstone ma più complesso, in relazione al maggior numero di traccie. Esso consta di un lettore, che converte la perforazione in una serie di impulsi elettrici corrispondenti che vengono inviati sul cavo telegrafico alla velocità convenuta internazionale di 66 parole per minuto. All'arrivo questi impulsi azionano un perforatore che compie l'operazione inversa, perforando così un nastro identico a quello in trasmissione.

Eventualmentne può pure essere azionata una telescrivente onde ottenere una copia in chiaro della trasmissione.

All'attuale stato delle cose gli uffici telegrafici non possono garantire una trasmissione esente da interruzioni. Quelle lunghe, capaci di abolire una parte importante dei segnali trasmessi, sono rare; più facili sono le brevi interruzioni, capaci di causare la perdita di qualche «bit» (segnale elementare). Questo problema è allo studio. La contemporanea ritrasmissione indietro dei dati e il confronto automatico continuo fra nastro trasmesso e nastro riprodotto e ritrasmesso, costituisce uno dei metodi.

Se invece il nastro non deve essere trasmesso a distanza perchè la calcolatrice di utilizzazione è vicina, esso viene direttamente introdotto in questa calcolatrice. Per realizzare velocità molto elevate si costituisce il lettore con una cellula fotoelettrica, la quale consente velocità assai superiori a quelle possibili sui lettori elettromeccanici a tastatori usati in telegrafia celere, data l'assenza di inerzia della fotocella. Velocità di lettura dell'ordine di 1000 caratteri al secondo stanno diventando normali (si confronti con il lettore non elettronico, che consente velocità di 400-600 caratteri *per minuto primo*).

9. - REGISTRAZIONE DEI DATI NUMERICI IN USCITA (Dati prodotti dalla calcolatrice)

I segnali in uscita devono ora essere resi leggibili dall'uomo. Ed è forse questo l'anello che è stato più difficile costruire.

In tutte le calcolatrici numeriche è essenziale il problema della velocità di uscita; giacchè fino a quando i risultati non sono stati registrati la calcolatrice non può cancellarli e eseguire altre elaborazioni; perciò da questa fase finale dipende l'utilizzazione economica della calcolatrice. La telescriventi normali o le comuni macchine da scrivere azionate elettricamente con solenoidi, collegate in serie (on-line) alla calcolatrice, possono registrare da 7 a 10 caratteri al secondo o 66 parole al minuto, velocità che lascia assai a desiderare per il collegamento con una calcolatrice; ma l'alternativa di alimentare contemporaneamente con una calcolatrice più macchine stampanti è eccessivamente costosa. È chiaro che doveva essere possibile trovare un rapporto velocità/costo più soddisfacente e anche qui il nostro perforato ha rappresentato la soluzione adatta. A tal punto, anzi, che molti costruttori di calcolatrici usano il nastro *solo* per l'uscita.

Si cominciò col perforare il nastro a 15 caratteri al secondo (raddoppiando la velocità rispetto alle macchine stampanti); poi si ebbe un secondo raddoppiamento e si è raggiunta, attraverso vari perfezionamenti, la velocità di 25 a 30 caratteri al secondo, con un perforatore del costo di 200 sterline circa.

È una velocità abbastanza soddisfacente per certe applicazioni, ma del tutto insufficiente per altre.

Recentemente però è stata raggiunta la velocità di perforazione, del tutto inaudita finora, di 300 caratteri al secondo, pari a 3000 parole al minuto (la parola media è considerata come consistente di sei caratteri). Un nastro della capacità di 120.000 caratteri, lungo alcune centinaia di metri, passa nel perforatore in meno di sette minuti, con una velocità decupla di quella delle perforatrici usuali, che a sua volta è quadrupla di quella di una telescrivente. E la nuova macchina (a differenza delle antiche che si limitavano a 5 traccie) può perforare su 5, 6, 7 o 8 traccie, con la stessa velocità.

Naturalmente occorre l'ultima fase della operazione, quella della traduzione del nastro perforato in stampato chiaro. Questo viene fatto *off-line*, cioè non più in serie al funzionamento della calcolatrice e non più legato al tempo di questa; più macchine stampanti, contemporaneamente, traducono i nostri senza che la lentezza della traduzione sia pregiudizievole alla rapidità del lavoro. La telescrivente, essendo stata progettata per lavoro pesante e continuo, si è dimostrata di sicuro affidamento pur non essendo troppo costosa. Inoltre è un apparato abbastanza flessibile, in quanto consente sia le copie multiple in fogli, sia la scrittura su nastri. Essa può essere prevista per il ritorno automatico del carrello.

Naturalmente c'è una tendenza a produrre telescriventi o stampanti più veloci. Oggi c'è un notevole divario fra le macchine stampanti lente a carattere per carattere ma economiche e quelle rapidissime ma molto costose, in linea. Si sta appunto studiando una macchina di media velocità e di medio costo, stampante carattere per carattere, prevista per una velocità di 100 caratteri al secondo (o 1000 parole al minuto) cioè 15 volte le normali telescriventi. Si comprende che con una macchina così veloce si può anche pensare di collegarla direttamente in serie alla calcolatrice (impianti economici) sebbene l'uso più razionale sia ancora quello di perforare il nastro a altissima velocità e tradurlo a stampa a questa velocità un po' minore.

* * *

Abbiamo voluto fare solo una corsa generale nel campo delle applicazioni del nastro perforato, e dei suoi recenti sviluppi; da essa risulta tuttavia evidente la rapidità dei progressi conseguiti, le attuali tendenze, i problemi che ancora restano da risolvere. I fabbricanti, incoraggiati dall'ampia richiesta delle attuali apparecchiature, sono vivamente impegnati in ricerche e sviluppi, su una scala che assicurerà un continuo progresso in questo campo, il quale si apre così ampiamente da comparire pressochè illimitato, oggi. *A*

Solenni onoranze alla memoria del Prof. Francesco Vecchiacchi

Nel mese di giugno l'Amministrazione comunale di Camporgiano (Lucca) ha onorato con una solenne cerimonia la memoria del Prof. Francesco Vecchiacchi, che fu titolare della Cattedra di comunicazioni elettriche al Politecnico di Milano, Membro del Consiglio Nazionale delle Ricerche, Alto consulente di importanti organismi nazionali. La scomparsa del Prof. Vecchiacchi costituì una grave perdita per la scienza elettronica, cui lo scienziato aveva dedicato le sue migliori energie.

La manifestazione commemorativa è stata tenuta sotto il patronato del Consiglio Nazionale delle Ricerche. *(i. s.)*

Filiale europea di società elettronica USA

La Electronic Corporation of America, ha reso noto di aver creato una società affiliata per la produzione e un'altra affiliata per le vendite in Europa.

Il presidente della società, Arthur G. B. Metcalf, ha precisato che l'affiliata per la produzione denominata Fireye Controls S. A. sorgerà in Belgio e gli impianti produttivi nei pressi di Bruxelles. La costruzione dello stabilimento inizierà quanto prima. L'affiliata per le vendite, denominata Electronic Corporation International, sorgerà in Svizzera con sede a Zurigo e potrà svolgere in pieno la sua attività quanto prima.

La società fabbrica strumenti di controllo per centrali elettriche e altri macchinari industriali nonchè apparati per il controllo elettronico e fotoelettrico di macchine automatiche. Ha la sua sede a Cambridge nel Massachussett. *(v. o.)*

dott. ing. Giuseppe Baldan

Struttura e impiego delle linee di misura ad anello*

Le linee di misura fessurate ad anello consentono di comandare facilmente il movimento della sonda esplorante mediante un motorino elettrico. Con ciò si ottiene la possibilità di installare un posto di misura con rappresentazione oscilloscopica, ottenendo notevoli vantaggi per quanto riguarda la sicurezza e la rapidità di misura.

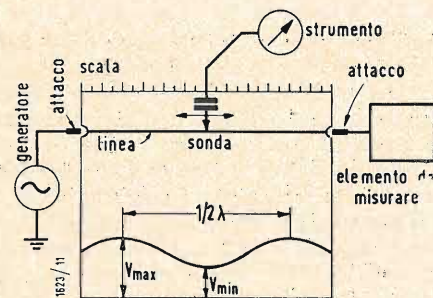



Fig. 1 - Rappresentazione schematica di una linea di misura.

Fig. 2 - Andamento della tensione, lungo una linea: *a*) dielettrico con forti perdite; *b*) dielettrico con basse perdite.

1. - INTRODUZIONE

Le linee di misura servono per effettuare misure di impedenza, adattamento, fase ed attenuazione nel campo di frequenza da circa 300 MHz a circa 10 GHz. Esse permettono di controllare l'andamento della tensione e della corrente lungo la linea e quindi di determinare il valore delle grandezze da misurare. Quando parliamo di linea noi ci riferiamo a quel tratto di linea di misura che può essere controllato dal sistema di tastatura.

Non parleremo in questo articolo delle leggi elettriche che regolano il funzionamento delle linee di misura, ma ci fermeremo sulla loro costituzione ed in particolare su un particolare tipo di linea di misura ad anello con comando a motore ed indicazione oscillografica dell'andamento della corrente lungo la linea.

2. - COSTITUZIONE DI UNA LINEA DI MISURA

Qualsiasi linea di misura è costituita da un tratto di linea vera e propria, dal sistema di tastatura con sonda e scala e dagli attacchi per il generatore e per l'oggetto da misurare (fig. 1). La linea è di solito di tipo coassiale, perchè in una linea simmetrica può originarsi facilmente una onda sincrona che, in caso di una disimmetria del sistema di tastatura, può portare a degli errori di misura. Per ottenere una impedenza di onda indipendente dalla frequenza ed una ampiezza delle onde costante lungo tutta la linea si deve impiegare un dielettrico con basso fattore di perdita, altrimenti si origina, come si vede nella fig. 2, una attenuazione progressiva dell'onda lungo la linea, il che può portare a delle difficoltà di misura. Se per ragioni di solidità meccanica non si può fare il conduttore centrale autoportante si deve per lo meno cercare di ottenere un massimo di solidità meccanica con un minimo impiego di isolante. Nella fig. 3 sono rappresentati alcune soluzioni possibili.

La linea può essere rettilinea oppure a forma di anello. Nel caso di comando a motore del sistema di tastatura, si preferisce naturalmente la seconda soluzione, che permette al sistema di tastatura un movimento circolare, movimento che con un motore si può realizzare in modo più semplice del movimento di va e vieni necessario nel caso della linea rettilinea.

Il sistema di tastatura è costituito da una sonda che può essere spostata lungo la linea e da una scala che permette di individuare la posizione della sonda. La sonda penetra all'interno della linea attraverso una fessura praticata lungo il conduttore esterno della linea. Questa sonda può essere sensibile o al campo magnetico (corrente), o a quello elettrico (tensione). Essa dà quindi una tensione, proporzionale o al campo magnetico o al campo elettrico. Questa tensione deve essere controllata con un sistema di misura. Il sistema più semplice consiste nel raddrizzare la tensione, dopo averla filtrata dalle armoniche, e nel mandarla all'indicatore (fig. 4*a*), oppure nel misurarla con un ricevitore selettivo (fig. 4*b*).

La sonda deve spostarsi secondo una linea perfettamente parallela all'asse della linea di misura, il sistema di tastatura deve perciò essere eseguito con una elevata precisione meccanica. Inoltre si tende a ridurre l'errore di tastatura, riducendo la profondità di penetrazione della sonda nella linea. Con una profondità di penetrazione elevata (piccola distanza fra sonda e conduttore centrale), una determinata variazione della distanza fra sonda e conduttore centrale provoca una maggiore variazione della tensione del caso in cui si abbia una minore profondità di penetrazione.

* La linea di misura qui descritta è costruita dalla Ditta WANDEL & GOLTERMANN, di cui è rappresentante per l'Italia la Ditta AESSE, Milano.

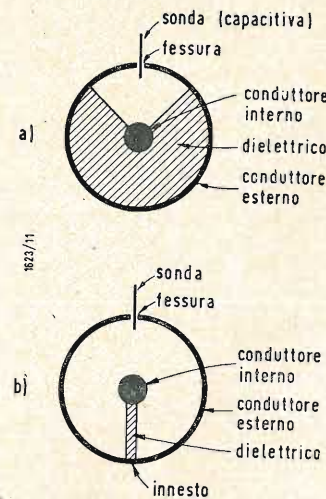



Fig. 3 - Due diversi sistemi di sostegno del conduttore centrale.

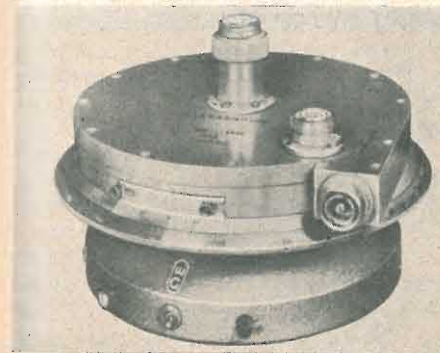



Fig. 5 - Linea di misura ad anello della WANDEL & GOLTERMANN.

I supporti isolanti nel punto di attacco dell'oggetto in prova devono essere dimensionati con la massima accuratezza, perchè gli eventuali errori di disadattamento vengono riportati completamente nel risultato della misura che rimane così falsato. Il punto di attacco del generatore non è invece così critico.

3. - TIPI DI LINEE DI MISURA

La tabella (pag. 309) mostra i dati caratteristici di alcuni tipi di linee di misura. Le linee si possono classificare in due grandi categorie: quelle con comando a motore del sistema di tastatura e quelle con comando manuale.

Il comando a motore accoppiato con un sistema di indicazione oscillografica permette di eseguire delle misure molto rapide. Con il comando manuale si devono invece eseguire parecchie misure in vari punti e poi riportare i dati su un diagramma. Si possono quindi avere facilmente degli errori dovuti a delle variazioni delle condizioni durante la prova. Queste variazioni si notano invece immediatamente nel caso dell'indicazione oscillografica.

4. - LINEA DI MISURA AD ANELLO

La fig. 5 mostra una linea di misura ad anello costruita dalla ditta WANDEL e GOLTERMANN. La fig. 6 rappresenta una sezione schematica con l'indicazione degli elementi fondamentali. Il conduttore esterno a sezione quadrata è costituito per tre lati dalle pareti della custodia e per il quarto lato dalla parete esterna di un tamburo girevole. Il conduttore centrale viene fissato al conduttore esterno per mezzo di un disco isolante in tessuto di vetro impregnato in siliconi. In un certo punto della parete esterna del tamburo girevole è fissata una bobina sonda che serve per tastare l'andamento del campo magnetico lungo la linea. La tensione generata nella bobina viene portata alla boccola di uscita per mezzo di un accoppiamento capacitivo girevole.

Il tamburo, che pesa circa 2 kg, viene comandato da un motore ad induzione che ruota alla velocità di 1350 giri/min. Esso è equilibrato in modo perfetto e la sua rotazione è molto uniforme e stabile.

La linea ha le seguenti caratteristiche: È impiegabile per frequenze da 300 MHz a 3 GHz, oppure da 500 MHz a 5 GHz in un'altra esecuzione. La lunghezza della linea è di 50 cm e l'impedenza caratteristica di 50 o di 60 Ω secondo l'esecuzione. L'attenuazione fra sistema di tastatura e linea a 300 MHz è uguale a circa 45 dB, a 3 GHz si scende a circa 25 dB. L'attenuazione propria della linea a 3 GHz è uguale a 0,25 dB.

Chiudendo la linea sulla propria resistenza caratteristica si ottiene un fattore di ondulazione propria minore di 1,05. In questo dato sono comprese tutte le possibilità di errore. Il fatto che, rhiudendo la linea sull'impedenza ca-

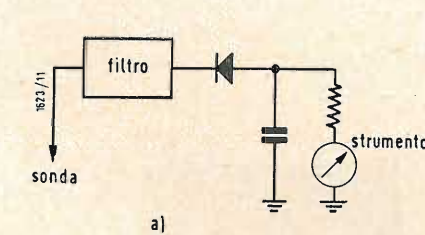



Fig. 4*a* - La tensione tastata viene rivelata direttamente.

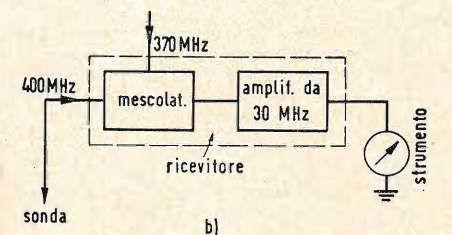



Fig. 4*b* - Rivelazione attraverso un ricevitore eterodina.

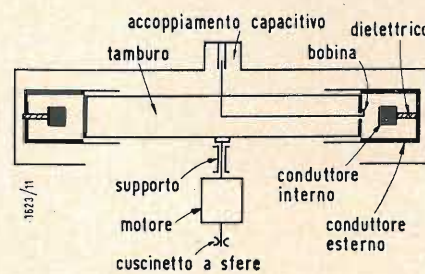



Fig. 6 - Sezione diametrale della linea di misura.

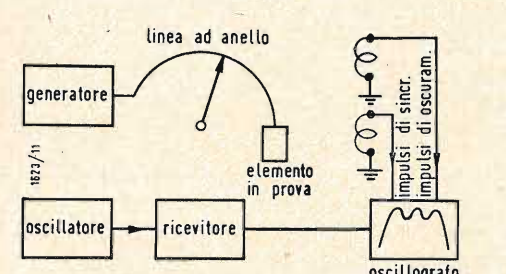



Fig. 7 - Circuito a blocchi del posto di misura.

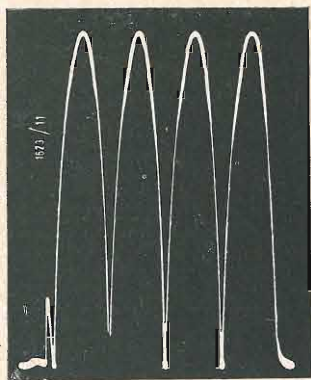



Fig. 8*a* - Oscillogramma dell'andamento della corrente con uscita della linea cortocircuitata. Il punto scuro si trova nel secondo minimo.

ratteristica, non si ottenga un fattore di ondulazione uguale ad 1 è imputabile a diverse cause: l'impedenza caratteristica è leggermente dipendente dalla frequenza, nella linea si hanno dei punti di riflessione dovuti a difetti di omogeneità.

La linea di misura è dotata anche di una bobina fissa, nella quale si generano degli impulsi provocati da delle piastrine ferromagnetiche che ruotano con il tamburo.

Questi impulsi servono come impulsi di sblocco per l'asse orizzontale dell'oscillografo. Un'altra bobina è fissata ad una scala scorrevole, in essa si inducono degli impulsi di oscuramento che comandono lo spegnimento del raggio. Con questi impulsi di oscuramento e con la scala scorrevole si possono facilmente misurare le distanze fra i vari punti della curva (per esempio fra due minimi successivi).

5. - POSTO DI MISURA

Un posto di misura tipico puó essere schematicamente rappresentato neila fig. 7. La linea di misura viene alimentato da un lato dal generatore e caricata dall'altro con l'oggetto in prova. La tensione prelevata dalla sonda viene portata ad un ricevitore che la converte in una frequenza di 30 MHz.

La tensione demodulata viene applicata alle piastre verticali di un oscillografo. All'oscillografo vanno portati anche gli impulsi di sincronizzazione e di oscuramento forniti dalle due bobine ausiliarie della linea di misura.

6. - ESECUZIONE DELLE MISURE

Con la linea di misura ad anello si possono eseguire tutte le misure possibili con gli altri tipi di linea con comando normale. Qui illustreremo qualche esempio di impiego.

Misura di impedenza. Se si vuole determinare il valore di una impedenza si procede nel modo seguente. Dapprima si regola la frequenza alla quale si vuole eseguire la misura e si cortocircuita la linea.

Poi si porta il punto oscuro dell'oscillografo su un minimo, spostando opportunamente la scala scorrevole (fig. 8*a*). Poi si collega l'impedenza incognita e si sposta la scala scorrevole fino a riportare il punto scuro su un massimo (figura 8*b*). Lo spostamento della scala viene misurato in gradi e se necessario trasformato in lunghezza d'onda. Questa lunghezza d'onda ed il fattore di ondulazione vengono portati su un diagramma di Buschbeck o di Smith dal quale si può leggere direttamente il valore dell'impedenza.

Misura dell'attenuazione di un cavo. Si procede nel modo seguente. Il cavo viene collegato alla linea di misura; la sua estremità libera viene cortocircuitata. A causa delle perdite del cavo i massimi ed i minimi non sono mai esattamente nulli (fig. 9).

L'attenuazione a del cavo si calcola con la formula:

$$a = \frac{1000}{l} \log \frac{1+m}{1-m}$$

dove

a = attenuazione in dB/100 m.

l = lunghezza in m dello spezzone in prova.

m = fattore di ondulazione misurato sull'oscillografo.

Misura di fase e di attenuazione di quadripoli. Come è mostrato nella fig. 10*a* si collegano al generatore di misua per mezzo di un raccordo a T due divisori di tensione T_1 e T_2. La linea di misura viene alimentata dal divisore T_1 e la sua estremità viene chiusa sull'impedenza caratteristica. La sonda rotante viene collegata con un altro raccordo a T al generatore ed al ramo di misura. Il ramo di misura all'inizio rimane aperto.

Dopo avere accordato il ricevitore sulla frequenza del generatore si può osservare sullo schermo dell'oscillografo la curva di adattamento A della fig. 10*b*.

Questa viene portata a circa metà altezza dello schermo (valore dell'ordinata = 0,5). Con la linea di misura staccata la fase della tensione tastata V_1 varia linearmente in funzione della po-

Fig. 8*b* - Come si modifica l'oscillogramma dopo l'applicazione di una impedenza. Al posto del punto scuro si trova un massimo. Poichè il fattore di adattamento ($V_{max} : V_{min}$) è uguale a 0,85, l'impedenza applicata è di 60/0,85 = 70,5 Ω.

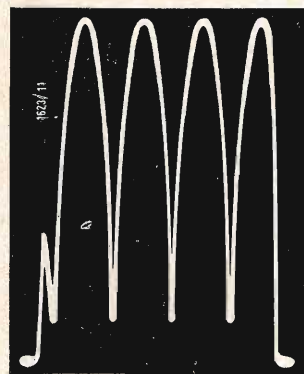



Fig. 9 - Oscillogramma ottenuto collegando alla linea un cavo cortocircuitato (l = 4 m). Poichè il fattore di adattamento è uguale a 0,13 si ricava con la formula data nel testo una attenuazione di 28 dB/100 m.

Tabella 1 - Caratteristiche funzionali di alcuni tipi di linee di misura.

Costruttore	Impedenza caratteristica	Gamma di frequenza (MHz)	Precisione	Tipo costruttivo	Tastatura ● meccanica ○ elettrica	lunghezza (mm)	Altri dati
Siemens	60 ± 0,5 %	400 — 8500	Fattore di rifless. Attacco lato ricevitore ≤ 1 % a 5 GHz. Errore della tensione rilevata circa 1 %	Coassiale rettilinea	● spostamento manuale ○ capacitiva	500	Attenuaz. della tensione di disturbo ≤ 40 dB Strumento indicatore
General Radio Company	50 ± 1 %	300 — 5000	Ondulazione < 1,025 a 1000 MHz l < 1,027 a 4000 MHz Errore della tensione rilevata circa 1,5 %	Coassiale rettilinea	● spostamento manuale o a motore ○ capacitiva	500	
Rhode Schwarz	50 60 ± 0,1 Ω 75	300 — 3000	Ondulazione < 1,02	Coassiale rettilinea	● spostamento manuale ○ capacitiva	500	
Pintsch	50 60 ± 1 %	300 — 3000	Errore di quadripolo e di tastatura < 2 %	Coassiale ad anello	● comando a motore ○ capacitiva	500	Impulsi di sincr. e di oscuramento 3 V
Wandel e Goltermann	60 50	300 — 3000	Fattore di adattamento > 0,95 con chiusura su impedenze caratter.	Coassiale ad anello	● comando a motore ○ induttiva	500	Impulsi di oscuramento 3 V 30-45 dB

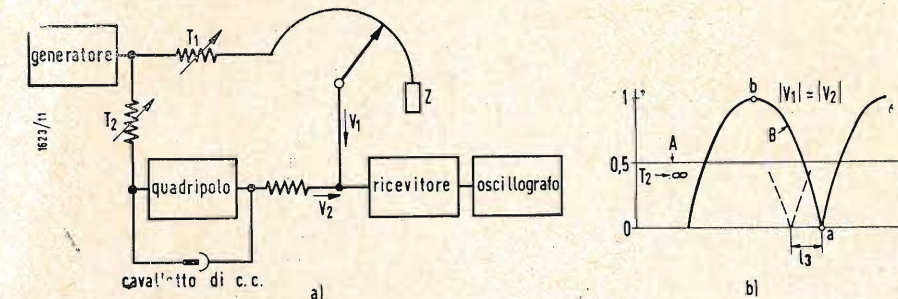



Fig. 10*a* - Schema a blocchi del circuito per la misura di fase e di attenuazione dei quadripoli
Fig. 10*b* - Curve ottenute nell'oscillografo.

sizione della sonda. Uno spostamento di una lunghezza d'onda corrisponde ad una variazione della fase di 360°.

A questo punto si può chiudere il secondo ramo per mezzo del divisore regolabile T_2 e del divisore fisso T_3 (∼ 10 dB). Il quadripolo rimane però cortocircuitato con un cavallotto di bypass. La fase della tensione V_2 che arriva al ricevitore attraverso questa via è costante nel tempo, invece la fase della tensione V_1 prelevata dalla sonda rotante varia continuamente. Se si regola il divisore T_2 in modo da ottenere $|V_1| = |V_2|$ si ottengono le curve B della fig. 10*b*. Nel punto a della sonda le due tensioni V_1 e V_2 sono uguali in ampiezza ed opposte come fase, infatti si ottiene un minimo molto accentuato che arriva fino alla linea dello zero. Nel punto b le due tensioni sono in fase ed infatti nell'oscillografo si ha una indicazione di ampiezza doppia.

Se ora si inserisce fra T_2 e T_3 il quadripolo da provare il minimo a si sposta di una certa distanza l_3. Il valore $\lambda l_3 \times$ × 360° rappresenta in gradi l'angolo di fase del quadripolo.

Se il quadripolo provoca una attenuazione od una amplificazione questa può venire determinata controllando di quanto occorre variare T_3 per riportare l'ampiezza al valore di partenza. In questo modo si può misurare con esattezza la fase e l'attenuazione di quadripoli attivi o passivi. *A*

Nuovo voltmetro digitale ad alta velocità di risposta*

1. - INTRODUZIONE

Il metodo più preciso per la misura di tensioni continue è quello del ponte potenziometrico nel quale la tensione incognita viene confrontata con una tensione di riferimento. I sistemi adottati per individuare il punto di equilibrio, ossia il punto in cui si ha l'eguaglianza fra la tensione in entrata e quella di riferimento, variano secondo i metodi impiegati. Si può per esempio avere un potenziometro di laboratorio regolato manualmente oppure un registratore con bilanciamento automatico con un tempo di risposta di circa 1 sec.

Nei normali voltmetri digitali il bilanciamento viene effettuato da dei relè elettromeccanici che azionano anche il sistema per la lettura digitale. Con un tale sistema si ottiene un dispositivo molto complicato e costoso; inoltre anche il tempo di risposta non può scendere sotto $1/3$ di secondo. Ed infatti è stato proprio l'alto costo che ha finora limitato l'espansione dei voltmetri a lettura digitale, nonostante la precisione e la facilità di impiego di tali strumenti. I tentativi fatti per sostituire ai relè elettromeccanici degli interruttori elettronici hanno portato solo un ulteriore aumento del costo.

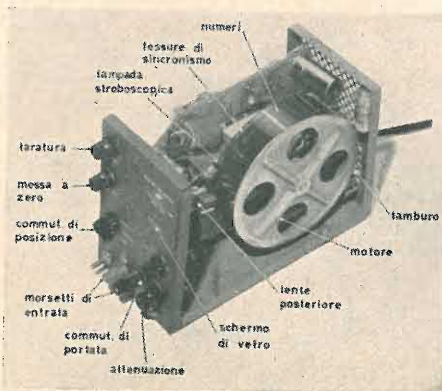



Fig. 1 - Il voltmetro a lettura digitale V_1 della Electro-Logic.

Nel voltmetro V_1 della Electro-Logic si è invece adottata una tecnica stroboscopica che permette di ottenere una alta velocità di risposta, una costruzione molto semplice ed un costo relativamente basso.

2. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La struttura meccanica del voltmetro si può osservare nella fig. 1. La tensione di riferimento viene fatta variare continuamente da zero al valore massimo per mezzo di un potenziometro che ruota in sincronismo con un tamburo trasparente numerato. La tensione in entrata e la tensione di riferimento coincidono una volta ad ogni rotazione; nel punto di coincidenza si accende una lampada stroboscopica che illumina l'esatto valore della tensione sul tamburo.

Nella fig. 2 è riportato lo schema di funzionamento completo. La tensione incognita in entrata viene portata senza amplificazione ad una griglia di un doppio triodo comparatore. Un divisore di tensione di precisione permette di ottenere una attenuazione di 100/1 nel campo di 250 V ed una attenuazione di 10/1 nel campo di 25 V; con la portata di 2,5 V si ha invece un collegamento diretto. L'impedenza in entrata vale 1 MΩ in tutte le portate. La seconda griglia del diodo comparatore viene collegata all'uscita del potenziometro rotante che dà una tensione variabile da 0 a — 2,5 V, in sincronismo con il tamburo trasparente, ad un ritmo di circa 22 cicli al secondo. Quando la tensione di riferimento raggiunge il valore della tensione incognita (punto E nella fig. 2), ambedue le griglie del triodo si trovano alla stessa tensione e provocano la chiusura di un transistore di commutazione che produce un impulso molto ripido con un fronte di 3 μsec. Questo impulso di bilanciamento viene trasformato con un circuito di «trigger» a transistor in modo da ottenere un impulso di «trigger» (sblocco). Nel sistema di funzionamento pseudo-digitale l'impulso di «trigger» accende direttamente un thyratron che a sua volta accende la lampada stroboscopica. La tensione in uscita dal thyatron viene portata ad un livello sufficientemente alto per mezzo di un trasformatore in salita. Quindi quando si ha la coincidenza fra la tensione di entrata e la tensione di riferimento si ottiene un lampo stroboscopico che illumina il numero corretto sul tamburo e lo proietta su uno schermo di vetro opaco. Poichè il tamburo ruota in sincronismo con il potenziometro rotante, la posizione istantanea della spazzola corrisponde ad uno dei 250 numeri egualmente distanziati riportati sulla periferia del tamburo. Quando la spazzola si trova all'inizio del potenziometro (cioè quando la tensione di riferimento è uguale a 0), fra la lampada stroboscobica e lo schermo si trova interposto il numero 000. Quando la spazzola ruota, i numeri crescono proporzionalmente fino a 250 che coincide con la fine della corsa della spazzola del potenziometro (2,5 V).

La precisione della misura della tensione dipende dalla linearità del potenziometro e dalla velocità di accensione della lampada stroboscopica. La precisione totale è superiore al 0,5 %.

Con il sistema di funzionamento pseudo-digitale, una piccola variazione della tensione in entrata fa muovere lentamente i numeri attraverso l'apertura della finestra. Con ciò si facilita l'osservazione di tensioni variabili e l'interpolazione fra due numeri.

Con il sistema di funzionamento digitale la sincronizzazione dell'impulso di trigger si ottiene, sovrapponendogli degli impulsi di sincronizzazione ricavati fotoelettricamente da una serie di fessure praticate sull'orlo del tamburo. In questo modo si riesce a inquadrare esattamente il numero sullo schermo.

A ciascun numero del tamburo corrisponde una fessura trasparente, attraverso alla quale si proietta della luce su un fototransistore ogni volta che il numero si trova esattamente in opposizione alla lampada stroboscopica. La forma degli impulsi di sincronismo viene corretta per mezzo di un circuito a transistori.

Il commutatore di funzionamento ha una posizione di «Riposo» che apre il circuito della lampada stroboscopica, aumentandone la vita.

La taratura dello strumento si può eseguire applicando all'entrata una pila campione al mercurio incorporata e regolando la tensione fornita al potenziometro da una seconda pila al mercurio. La regolazione dello zero si ottiene cortocircuitando l'entrata per mezzo di un interruttore a pulsante. Per rendere la misura indipendente da transitori o da oscillazioni in corrente alternata si è prevista una manopola con la quale è possibile variare l'attenuazione in entrata. Ciò si ottiene collegando un circuito R-C che simula praticamente la inerzia meccanica di un voltmetro a bobina mobile.

La risposta della lettura è determinata dall'inverso della velocità di rotazione del tamburo pari a 22 cicli al secondo. Si ha quindi una velocità di risposta di circa 45 msec. I numeri ugualmente distanziati ricoprono un arco di circa 330° sulla periferia del tamburo. Una tensione in entrata superiore alla portata viene indicata con la sigla «Hi» (alto) ed una tensione inferiore a 0 con la lettera «Lo» (basso).

La spazzola del potenziometro è in continua rotazione; il potenziometro deve quindi essere costruito tenendo presente la necessità di garantire oltre ad una alta precisione anche una elevata durata. Impiegando un potenziometro speciale a pista continua in plastica conduttrice si può ottenere una durata di almeno 10^8 misure. Se eventualmente si rendesse necessario si può facilmente sostituire il potenziometro, che viene fornito a prezzo di costo.

3. - CARATTERISTICHE

Portata: 2,5 V — 25 V — 250 V a richiesta si possono però ottenere anche altre portate.

Precisione: entro il 0,5% per tutte le portate.

Velocità di risposta: 45 msec, cioè minore della velocità di percezione umana.

Tipi di lettura:
— digitale: i numeri appaiono esattamente inquadrati nello schermo;
— pseudo-digitale: i numeri non sono più inquadrati, ma appaiono nella posizione esattamente corrispondente alla tensione in entrata.

Il colore dei numeri e dello schermo può essere variato a piacere. Volendo si possono inserire speciali indicazioni: estremi di campi di tolleranza, ecc.

Impedenza di entrata: 1 MΩ per tutte le portate.

Tensioni di riferimento:
— lo strumento funziona con una pila a mercurio incorporata,
— la taratura si effettua per mezzo di una seconda pila a mercurio.

Comandi:
— Accensione.
— Tipo di funzione:
a) digitale
b) riposo
c) pseudo-digitale.
— Portata:
a) 2,5 V
b) 25 V
c) 250 V
d) taratura.
— Attenuazione
a sinistra esclusa, ruotando a destra si aumenta la costante di tempo.
— Messa a zero (regolazione).
— Taratura.
— Messa a zero (pulsante che esclude l'entrata e la cortocircuita).
— Morsetti di entrata.

Alimentazione:
105 ÷ 125 V — 50 ÷ 60 Hz. (*g. b.*)

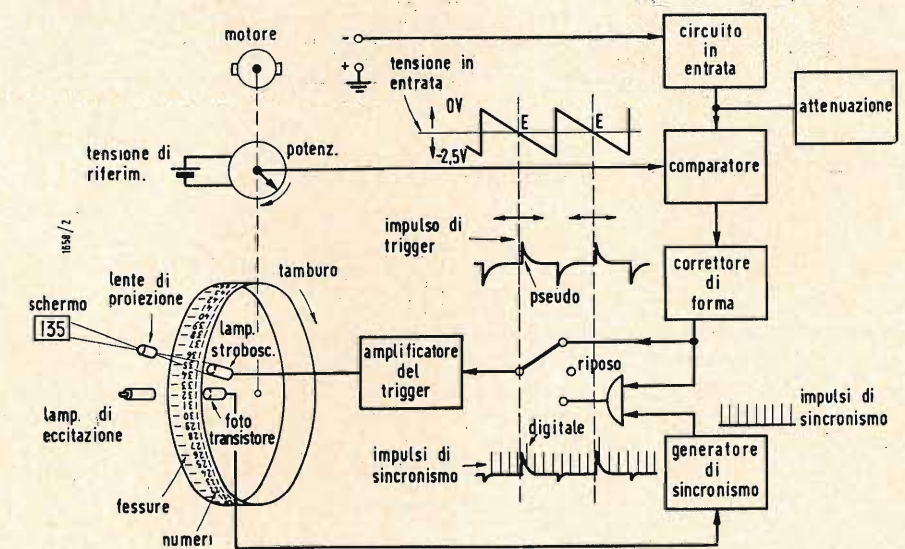
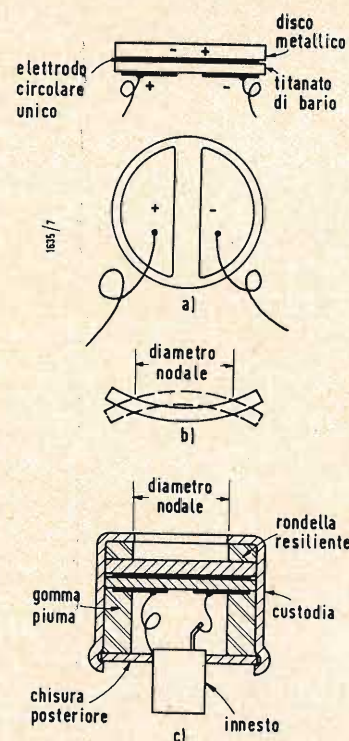



Fig. 2 - Principio di funzionamento e schema a blocchi del nuovo voltmetro digitale ad alta velocità di risposta.

* Il voltmetro digitale V-1 Mark II, è costruito dalla Electro-Logic Corp. di Venice, California.

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Trasduttore ad ultrasuoni economico per telecomandi e trasmissioni a frequenze vettrici*

1. - INTRODUZIONE

Questo trasduttore è stato realizzato al fine di offrire agli utilizzatori un apparecchio a basso costo, sicuro, robusto ed adatto per applicazioni sia all'interno che all'esterno. In questo breve articolo descriveremo brevemente le caratteristiche di questo nuovo trasduttore.
L'elemento comprende un complesso bilaminare formato da un disco di alluminio fissato ad un disco di titanato di bario polarizzato. L'elemento ceramico è ricoperto da elettrodi speciali che lo polarizzano in modo speciale. Il complesso è costituito in modo da avere una risonanza ad una frequenza ben determinata, che può essere finemente regolata ritoccando le dimensioni del complesso finito. Si è così potuta ottenere tutta una famiglia di trasduttori con frequenze variabili da 15 ad 80 KHz.
Descriveremo le due diverse esecuzioni del trasduttore: una con orlo vibrante libero, particolarmente adatta per le applicazioni all'interno ed una seconda nella quale il disco è fissato perifericamente alla custodia stessa a tenuta stagna; questa esecuzione è evidentemente adatta per le applicazioni all'aperto.

* I trasduttori TR-7 ed R-38 sono costruiti dalla Massa Division, Cohu Electronics Inc, Mass. di cui sono rappresentanti in Italia le Ditte: Milano Brothers, Milano e Solartron Srl, Milano.

Fig. 1 - Schema costruttivo del trasduttore ad orlo libero.
a) Complesso bilaminare e distribuzione della polarizzazione del disco ceramico; b) modo di vibrare dell'elemento trasduttore; c) sezione longitudinale del trasduttore completo.

2. - ESECUZIONE CON ORLO LIBERO

Se si polarizza un disco di titanato di bario nel modo indicato nella fig. 1*a* e se il disco viene saldamente fissato ad un disco di alluminio, quando si applica una tensione alternata, il disco vibra nel modo indicato nella fig. 1*b*. Se la frequenza della tensione coincide con la frequenza di risonanza si ha la massima ampiezza di oscillazione. In un disco ad orlo libero la vibrazione dell'orlo è sfasata di 180° rispetto alla vibrazione della parte centrale del disco. Si deve quindi evitare che l'oscillazione dell'orlo interessi direttamente l'atmosfera interponendo una rondella soffice.

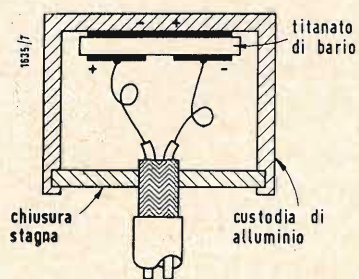



Fig. 2 - Sezione longitudinale del trasduttore ad orlo bloccato.

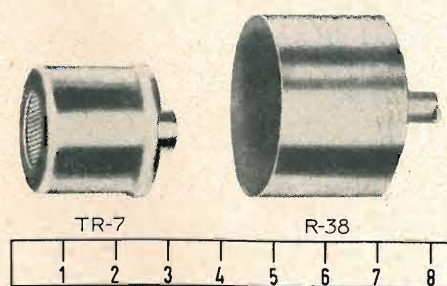



Fig. 3 - Aspetto esterno delle due esecuzioni.

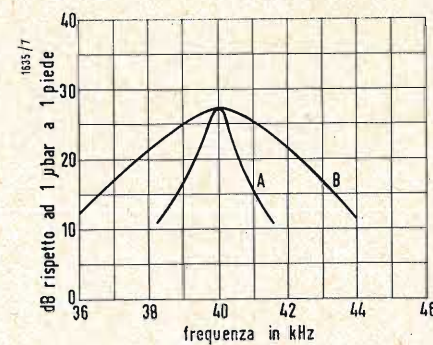



Fig. 4 - Curve di risposta in trasmissione del mod. *TR*-7 Potenza disponibile 100 mW;
A = senza sintonizzazione, impedenza della sorgente 4000 Ω; *B* = con sintonizzazione in serie 18 mH (imp. della sorgente 400 Ω), oppure con sintonizzazione in parallelo 18 mH (imp. della sorgente 40 kΩ).

Il trasduttore completo sezionato si può osservare nella fig. 1c.
La frequenza di risonanza del disco della fig. 1 è uguale a KT/D^2 dove K è una costante, T è lo spessore del disco e D il suo diametro. È possibile controllare in modo abbastanza semplice le dimensioni del disco durante la produzione; infatti per la maggior parte dei trasduttori si ottiene una frequenza di risonanza che differisce meno dell'1% dal valore desiderato. Gli elementi che cadono oltre la tolleranza vengono riportati entro i limiti ritoccando leggermente le loro dimensioni.

3. - ESECUZIONE CON ORLO BLOCCATO

Come si vede nella fig. 2, il disco di titanato di bario viene fissato all'interno del fondo di una custodia di alluminio. Il complesso del fondo e del disco vibrano come una piastra fissata agli orli, ogni volta che viene applicata una tensione alternata. Questa esecuzione può essere comodamente impiegata in tutte le applicazioni esterne: apri porta di garage ad ultrasuoni, contatori di traffico, sistemi di controllo, ecc.
Nella fig. 3 sono riprodotte le fotografie dei due trasduttori illustrati nelle fig. 1 e 2. Il mod. TR-7 è l'esecuzione ad orlo libero ed ha una frequenza di risonanza di 40 kHz; il mod. R-38 è l'esecuzione ad orlo bloccato ed ha una frequenza di risonanza di 23 kHz.
Ambedue i tipi funzionano bene, sia in ricezione, sia in trasmissione.

Fig. 5 - Curve di risposta in ricezione del mod. TR-7.

Fig. 6 - Direzionalità del mod. TR-7 a 40 kHz

4. - CARATTERISTICHE FUNZIONALI

La fig. 4 mostra le curve di risposta in trasmissione del trasduttore della fig. 1 alimentato con una potenza di 100 mW e con varie impedenze del generatore. Le curve di trasmissione non dipendono in modo critico dall'impedenza del generatore. I valori delle impedenze indicati nella fig. 4 sono i valori ottimi, però, anche variando questi valori nel rapporto 2 : 1, non si hanno delle apprezzabili differenze delle caratteristiche.
Le curve di risposta in ricezione si vedono nella fig. 5. Impiegando un circuito LC come è indicato nella parte inferiore della fig. 5, si può aumentare di 10-15 dB la sensibilità. Con una bobina di sintonizzazione in parallelo si può allargare la banda di ricezione fino a più di 4 kHz; si ha in questo modo la possibilità di eseguire delle trasmissioni foniche a frequenza portante.

Fig. 7 - Curve di risposta del mod. R-38.

Un esempio tipico di trasmissione ultrasonica a frequenza portante potrebbe essere quello delle grandi sale per assemblee. Un piccolo ricetrasmettitore piazzato su ciascun tavolo potrebbe sostituire vantaggiosamente i normali sistemi di diffusione ad alta potenza.
L'auditorio provvisto di piccoli trasduttori potrebbe trasmettere la propria voce, modulando la portante ultrasonica e riempiendo la stanza con un « suono silenzioso ». La portante modulata verrebbe captata dagli apparecchi piazzati in ciascun tavolo e riprodotte per mezzo di piccoli altoparlanti indi-

viduali o di cuffie. Ciascun partecipante potrebbe rispondere attraverso il suo trasmettitore e il segnale ricevuto dal ricevitore principale della sala verrebbe ritrasmesso ai singoli ricevitori. Un tale sistema comporterebbe un minimo consumo di potenza, ma sopratutto eviterebbe la necessità di riempire le sale con un suono ad alto livello come succede con gli attuali sistemi. L'intelligibilità della parola ne verrebbe grandemente aumentata a causa del basso livello trasmesso dagli altoparlanti, anche perchè il sistema ad ultrasuoni è praticamente indipendente dalle caratteristiche di riverborazione della sala.

La distribuzione della intensità di irradiazione del mod. TR-7 è indicata nella fig. 6.

Si può variare la frequenza di trasmissione e la larghezza di banda, semplicemente modificando le dimensioni fisiche degli elementi. Si sono ottenute in questo modo delle frequenze di risonanza varianti da 15 kHz a 80 kHz e delle larghezze di banda fino a 8 kHz.

Le caratteristiche del mod. R-38 a tenuta stagna sono molto simili a quelle del mod. TR-7. Nella fig. 7 si può vedere la curva di risposta in trasmissione nel caso di alimentazione con 100 mW. Nella parte superiore della stessa figura si può vedere una famiglia di curve di risposta in ricezione.

L'impiego della piastra metallica e del disco ceramico ha permesso di adottare la costruzione in serie di questi trasduttori, che potranno quindi essere venduti ad un prezzo molto basso. Pensiamo perciò che la larga disponibilità di questi elementi aprirà molti nuovi campi di applicazione nei sistemi di telecomando, nei sistemi a frequenze portante, nei sistemi di conteggio, nei sistemi antifurto, ecc. A

Ancora attiva dopo tre anni la radio del Vanguard I

Le stazioni di rilevamento terrestri continuano a ricevere regolarmente i segnali trasmessi dalla radio del satellite artificiale « Vanguard I », nonostante che siano trascorsi oltre tre anni dal suo ingresso in orbita terrestre.

Le conoscenze piú importanti acquisite dagli scienziati americani attraverso l'osservazione sistematica del satellite sono quelle che si riferiscono alla forma leggermente a pera della Terra, alla densità dell'esosfera superiore alle previsioni e alla spinta che il Sole esercita coi suoi raggi sull'orbita di un satellite.

La trasmittente del satellite è alimentata da cellule solari e pertanto funziona soltanto quando il satellite si trova illuminato dal Sole.

Il minuscolo satellite « Vanguard I » (pesa soltanto 1.460 grammi) fu lanciato il 17 marzo 1958 su un'orbita talmente stabile che potrà restarvi, secondo i calcoli, duemila anni. Mancando l'interruttore automatico successivamente introdotto nei satelliti artificiali, la radio del « Vanguard I » continuerà a trasmettere a tempo indeterminato.

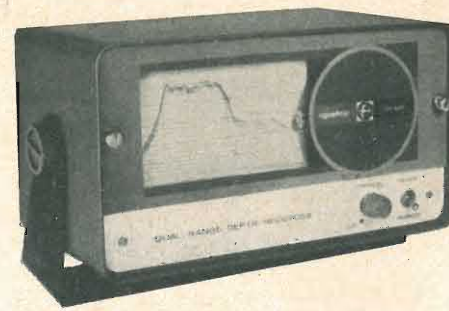
Complessivamente, sono 21 i satelliti americani tuttora in orbita intorno alla Terra e 10 quelli che si mantengono in contatto con le stazioni terrestri. Anche un satellite sovietico è tuttora in orbita terrestre, ma non trasmette a terra.

Nei primi tre anni, il « Vanguard I » ha compiuto 11.785 giri intorno alla Terra e percorso 634 milioni di chilometri. *(u.s.)*

Invocata la legge antimonopoli per i satelliti-relè

Su istanza della Radio Coģporation of America, la Commissione federale per le Telecomunicazioni (FCC) sta esaminando tutti i progetti per l'impianto di reti di satelliti destinati a funzionare come ripetitori spaziali per le trasmissioni radiotelevisive, in maniera da impedire che una realizzazione del genere da parte di una sola società si risolva in una violazione della legge antimonopoli.

Il problema delle telecomunicaioni intercontinentali con i satelliti artificiali terrestri viene studiato anche dal Dipartimento della Giustizia, sotto il profilo legale, e dal Consiglio Nazionale Aeronautico e Spaziale, sotto il profilo tecnologico e scientifico.

Come è noto due sono i progetti attualmente in corso di studio negli Stati Uniti per l'allestimento dei satelliti-ripetitori: il progetto della International Telephon & Telegraph Company che prevede il lancio di una quarantina di satelliti-palloni su orbite di circa 4.800 dalla superficie terrestre, mediate i razzi vettori attualmente disponibili, e un progetto di diverse altre compagnie, più competo e soddisfacente dal punto di vista teorico, ma di più difficile realizzazione. Secondo quest'ultimo piano, tre satelliti a circa 40.000 chilometri opportunamente intervallati su un'orbita equatoriale potrebbero provvedere in ogni istante la diffusione di programmi radio e televisivi. Questi satelliti dovrebbero recare a bordo impianti di ricezione, amplificazione e trasmissione dei segnali. La messa in orbita di satelliti del genere è quindi prematura in rapporto al carico utile dei vettori a razzo disponibili. *(u.s.)*

Per le imbarcazioni più piccole l'Apelco Corp. ha posto in vendita due tipi di misuratori di profondità: i modelli MS-60 e MR-200, qui sopra riprodotto. Entrambi sono completamente transistorizzati e possono essere alimentati da batteria a 12 V.
Il mod. MR-200 è del tipo a registrazione ed è tarato in due scale da 2 a 120 piedi e da 120 a 240 piedi. In questo modello l'intensità della traccia lasciata dal registratore indica la natura del fondo. Ulteriori informazioni possono essere ottenute dalla Ad Auriema-Europe S.A., Bruxelles.

Una nuova linea di misura per frequenza tra 500 e 4000 MHz è stata presentata dalla Hewlett Packard Co. L'inserzione del probe nell'interno della linea, che è del tipo a piani paralleli, può essere variata in posizione e immersione con comandi micrometrici. Il modello 872 A è costruito con particolare robustezza e si presta a misure di fase, adattamento e frequenza.

La luce coerente e le sue applicazioni

Nell'Aula Magna dell'Istituto Superiore delle telecomunicazioni, presentato dal Prof. Algeri Marino, Presidente del Consiglio superiore delle telecomunicazioni, il Prof. Clavier, del Laboratorio centrale delle telecomunicazioni di Parigi, ha tenuto una conferenza illustrata da proiezioni sul tema: « La luce coerente e le sue applicazioni ».

L'Oratore, dopo aver ricordato che una sorgente luminosa sarebbe idealmente coerente nel tempo se essa emettesse una radiazione perfettamente monocromatica, con un piano di polarizzazione invariabile (ciò implica una perfetta stabilità di amplitudine e di frequenza, ed una durata illimitata), si è soffermato sui nuovi orizzonti aperti oggi alle ricerche scientifiche delle radiazioni luminose nel campo delle trasmissioni a distanza delle informazioni.

Il Prof. A. G. Clavier ha affermato che la luce coerente differisce da quella di tutte le sorgenti naturali (sole, stelle, folgore, fuoco) e da quelle artificiali create dall'uomo per una caratteristica intima del meccanismo radiativo che diviene sotto alcuni aspetti simile a quella delle emissioni radio-elettriche. Infatti la luce naturale è costituita da un insieme di oscillazioni elettromagnetiche e di emissioni di fotoni aventi direzioni qualunque rispetto al centro della sorgente con fasi relative, molto diverse anche per una stessa riga spettrale, mentre la luce coerente recentemente generata in alcuni laboratori di ricerche è costituita da oscillazioni quasi monocromatiche aventi fasi sensibilmente uniformi. Ciò dipende dal particolare meccanismo di generazione di questa luce sinora realizzata nella regione del rosso e dell'infrarosso con dispositivi ingegnosissimi basati sulla meccanica quantistica.

Si può affermare che le ricerche sulla luce coerente abbiano tratto origine dal principio e dalle proprietà dei « Maser », ossia dall'amplificazione delle microonde a mezzo di emissione attivata di radiazione.

Infatti, la possibilità che il principio del « Maser » che, come si è detto, mira all'amplificazione ed alla generazione delle microonde, potesse essere esteso alle frequenze ottiche, è stato l'argomento di una pubblicazione iniziale di Townes e Schawlow nel 1958. La loro idea ha costituito il punto di partenza di una serie di ricerche che, in meno di tre anni, ha posto la luce coerente a disposizione degli ingegneri delle telecomunicazioni.

Il « Maser » si è così trasformato in « Laser » (amplificazione della luce con emissione attivata di radiazione) il quale è fondato sul seguente principio: un insieme di atomi eccitato in modo conveniente in modo da « popolare » un livello di energia, è sistemato nell'interno di una cavità risonante appropriata. Se questi atomi posseggono la proprietà di emettere, saltando di livello, dei « quanti » di luce per mezzo di emissione attivata e se la densità di questi atomi ionizzati perviene ad un valore critico, per mezzo del quale questa emissione attivata supera l'irraggiamento e le altre perdite della cavità ottica, un'onda di luce coerente si stabilirà nella cavità. Il primo successo sperimentale è stato raggiunto da T. H. Maiman, nel 1960, nei Laboratori Hughes.

Le proprietà della luce coerente consentono di prevedere che essa avrà importanti applicazioni di carattere scientifico a scopo di ricerca nei campi della fisica e forse anche della biologia e della terapeutica. Per quanto concerne le telecomunicazioni si intravedono impieghi di grandissimo interesse nel campo dei radar in cui la estrema piccolezza delle lunghezze d'onda consentirà individuazioni di posizioni dei bersagli e rilevamenti della forma del terreno molto più precise e particolareggiate di quelle oggi possibili.

Quale mezzo di trasmissione delle informazioni, la luce coerente dischiude nuovi e suggestivi orizzonti per il giorno in cui saranno stati risolti i numerosi ed ardui problemi connessi alla modulazione, amplificazione e rivelazione delle onde luminose. Si pensa che la caratteristica di estrema direttività dei fasci di luce coerente riuscirà vantaggiosa nelle ricerche dell'alta e altissima atmosfera, in cui l'assorbimento delle onde luminose è molto minore che in vicinanza del suolo.

Infine si considera anche la possibilità di un futuro impiego della luce coerente in guida d'onda, ciò che consentirà di convogliare milioni di canali telefonici e decine di migliaia di programmi televisivi. *(i.s.)*

Come seguire i missili astrali

Una valvola sensibilissima — allo studio nei laboratori della General Electric Company (USA) — renderà possibile, se montata su un potente telescopio, di seguire la rotta di un veicolo spaziale sino alla luna. Sino ad oggi le traiettorie sono state seguite da radiotelescopi che hanno raccolto i segnali trasmessi da sonde spaziali situate a milioni di chilometri dalla terra. Il riuscire però a vedere tali traiettorie comporta problemi di difficile soluzione.

Il nuovo sistema ottico, ideato dalla General Electric Company, permette di seguire un veicolo spaziale per tutte le 240.000 miglia che dividono la terra dalla luna. Per dare un'idea in scala ridotta, sarebbe come osservare una monetina alla distanza di tremila chilometri.

Le immagini vengono impressionate su pellicola fotografica da un « monitor » di un sistema televisivo a circuito chiuso appositamente realizzato. La valvola della

La Electro Products Lab. annuncia una serie di rivelatori magnetici i quali generano ai morsetti di uscita una tensione la cui frequenza è funzione della velocità con la quale dei corpi metallici magnetici esterni interrompono o alterano il campo magnetico generato dai rivelatori stessi. Tali trasduttori possono trovare impiego in svariatissimi campi di misura per rivelare: velocità, posizioni angolari, variazioni di velocità, vibrazioni, coppie, ecc. Ulteriori informazioni presso l'agenzia italiana della Sylvan Ginsbury Ltd, Milano.

macchina televisiva è così sensibile che può riprendere sulla terra oggetti illuminati dalla sola luce stellare con normali aperture di esposizione.
Il poter seguire visualmente gli oggetti nello spazio offre un notevole vantaggio sui mezzi convenzionali sino ad ora usati, e cioè sui radio-telescopi radar che raccoglievano i segnali trasmessi. Infatti se un veicolo spaziale è silenzioso, non trasmette cioè segnali direttamente nè li ritrasmette da altro punto, può esserne seguito il corso esclusivamente con mezzi ottici. Il mezzo ottico però, ha purtroppo la limitata capacità dell'occhio umano e cioè di non poter vedere attraverso le nubi, inconveniente questo sconosciuto ai radio-telescopi.
Progetti prossimi e futuri col nuovo sistema, contemplano tentativi per seguire oggetti nello spazio in piena luce solare, studi per neutralizzare le interferenze ottiche delle aurore boreali e studi sul come identificare veicoli spaziali per mezzo di analisi spettrali.
L'osservatorio costruito ed attrezzato completamente con i fondi della General Electric, rappresenta uno dei pochi impianti privati del genere degli Stati Uniti e possiede oltre a un radio-telescopio anche il sistema ottico. *(g.r.)*

Navigazione aerea automatica per aerei supersonici

Una intensa collaborazione tecnica durata due anni tra una fabbrica d'aeroplani francese, la Générale Aèronatique Marcel Dassault produttrice del velivolo « Mirage IV », e la società inglese Marconi's Wireless Telegraph Company Ldt., Chelmsford, Essex, Inghilterra, ha portato alla costruzione, da parte di quest'ultima società, di uno speciale calcolatore automatico di navigazione, basato sul principio del « doppler », l'AD2300, che è stato collaudato con successo su velivoli di velocità 2 Mach.
Il sistema di navigazione doppler è un sistema autonomo nel senso che esso permette di stabilire la posizione del velivolo rispetto al suolo, la sua rotta e velocità effettiva, senza bisogno di sfruttare alcuna attrezzatura radioelettrica di aiuto alla navigazione sistemata a terra. Se ne può, pertanto, comprendere immediatamente la grande importanza per il volo in quelle regioni nelle quali tale attrezzatura terrestre non è disponibile.
Come noto i normali strumenti di bordo che indicano rotta e velocità, le indicano rispetto all'aria in cui il velivolo vola; ma l'aria è, per se stessa, un mezzo mobile dotato di una sua propria velocità. Ne consegue che il moto effettivo del velivolo rispetto al suolo dipende anche dalla velocità dell'aria, velocità generalmente conosciuta con scarsa precisione. L'AD2300 permette invece di conoscere direttamente velocità rispetto al suolo, angolo di deriva e cammino percorso, cioè tutti gli elementi necessari per determinare in ogni istante la posizione vera del velivolo.
Se si pensa che alle alte quote, causa i forti venti, spesso i velivoli seguono una retta effettiva rispetto al suolo che differisce di 25° da quella marcata dalla loro bussola giroscopica, è facile comprendere l'enorme importanza del nuovo strumento di volo.

La sicurezza di volo trarrà dall'AD2300 enormi risultati benefici in quanto permetterà al velivolo di seguire una rotta ben conosciuta rispetto al suolo e, di conseguenza, permetterà alle stazioni di controllo del volo situato a terra di conoscere esattamente la situazione aerea anche in quelle zone che sono fuori della portata dei radar di controllo. Nelle regioni dell'Atlantico e del Pacifico, non battute dai radar terrestri, le stazioni di controllo sono costrette a ricorrere alle indicazioni date dagli stessi velivoli in volo per poter essere al corrente della posizione dei velivoli stessi. Ma i dati forniti dai velivoli erano, fino ad oggi, inesatti in quanto riferiti ad un mezzo mobile (l'aria) i cui elementi di moto sono sconosciuti. La AD2300 permetterà di colmare questa lacuna e non costringerà le stazioni di controllo a distanziare notevolmente le une delle altre le rotte dei singoli velivoli per tenere conto dell'errore probabile da cui potevano essere affette le posizioni dei velivoli stessi.
Il sistema doppler su cui si basa l'AD2300, permettendo al velivolo di conoscere esattamente in ogni istante la velocità effettiva rispetto al suolo e l'angolo di deriva, gli consentirà di correggger la sua prora in modo da volare esattamente sulla rotta assegnata.

Se esiste una velocità relativa tra una sorgente di energia ed un idoneo ricevitore che capti l'energia stessa, la frequenza dell'energia ricevuta differisce da quella dell'energia trasmessa di una quantità proporzionale alla velocità relativa. Questo è quello che si chiama « effetto doppler ». Nella apparecchiatura di bordo per la navigazione col sistema doppler, una radio trasmittente a microonde è collegata ad un sistema d'antenna che permette di irradiare l'energia verso il suolo secondo, un metodo che consente a parte di essa, qualunque siano la quota di volo e la superficie riflettente, di essere riflessa e captata da un idoneo ricevitore sistemato sul velivolo stesso e collegato ad un altro o al medesimo sistema d'antenna.
L'energia captata subisce una variazione di frequenza a causa della velocità relativa tra velivolo ed il suolo. Le iperboli che congiungono punti di uguale effetto doppler, prendono il nome di isodope. I punti che formano le iperboli sono l'intersezione sul terreno di un cono il cui semiangolo al vertice è pari all'angolo di

emissione del fascio di onde elettromagnetiche ed il cui asse coincide con il moto del velivolo.
Considerazioni sul modo con cui si riflette l'energia dai singoli punti colpiti ed un esame delle linee di uguale effetto doppler, portano a concludere che il segnale ricevuto non è un segnale singolo ma piuttosto un rumore che abbraccia un certo numero di frequenze in quanto il cono trasmesso abbraccia più isodope; la frequenza centrale dello spettro ricevuto è quella corrispondente all'isodopa prodotta dall'asse del fascio. È anche importante notare che l'energia riflessa dai vari punti sul terreno varia di una quantità costante in frequenza; in altre parole la variazione di frequenza è indipendente dalla distanza dei punti di riflessione dalla ricevente (cioè dal velivolo). Ne consegue che il sistema non dipende dalla elevazione del terreno sorvolato ed esso è valido sia che si sorvoli il mare, colline, pianure e montagne.
Se nel ricevitore dell'apparato si fa arrivare, oltre al segnale riflesso da terra anche un segnale diretto proveniente dalla trasmittente, si ottiene un battimento la cui frequenza è proporzionale alla velocità del velivolo; pertanto si può, impiegando un misuratore di frequenza molto esatto, avere con continuità la velocità del velivolo rispetto al suolo; integrando questo dato si ha in ogni istante, il cammino percorso. L'apparato ha già fornito, così, due dei dati principali necessari per una corretta navigazione.
L'altro dato necessario è l'angolo di deriva ed un metodo per ottenerlo è il seguente.
Nella ipotesi di volo senza deriva la prora del velivolo coincide con la rotta seguita dal velivolo stesso. La variazione di frequenza per effetto doppler sul fascio di sinistra è la stessa che sul fascio di destra.
Nella ipotesi di volo in presenza di deriva se l'antenna è parallela o coincide con l'asse longitudinale del velivolo, la variazione di frequenza per effetto doppler sui due fasci di destra e di sinistra, è diversa.
Uno dei sistemi per trovare l'angolo di deriva è proprio quello di sfruttare la diversa variazione di frequenza: basterà far ruotare l'antenna di tanto quanto è necessario perchè la variazione sui due fasci sia uguale; questo avverrà solamente quando la rotazione avrà annullato la deriva; l'angolo formato dall'antenna e dalla prora del velivolo rappresenta l'angolo di deriva.
Una tecnica simile può essere impiegata per paragonare l'effetto doppler dovuto ai due fasci prodiero e poppiero. In questo caso la differenza tra i due doppler viene sfruttata per ruotare l'antenna in elevazione in modo che essa possa essere messa parallela alla rotta seguita dal velivolo nel piano verticale. L'angolo tra la direzione dell'antenna e l'asse di riferimento del velivolo indica al pilota quale è l'angolo di incidenza o può essere sfruttato direttamente in un tracciatore automatico di rotta.
Si è visto, da quanto detto fino ad ora, come da un dopplerimetro sia possibile ottenere la velocità rispetto al suolo, l'angolo di deriva e l'angolo di incidenza.
Perchè tali dati possano essere sfruttati praticamente è necessario che essi siano di sicuro affidamento e che si sia certi della accuratezza delle misurazioni. A tale scopo sono stati fatti numerosissimi esperimenti, prove in volo e registrazione, con metodi di alta precisione, dei dati ottenuti. Si è potuto così appurare con rigorosa certezza che tra velocità di 100 nodi e velocità doppia di quella del suono, per quote da bassissime ad estremamente alte, per voli su qualsiasi genere di terreno, gli orrori medi che il dopplerimetro può dare sono dell'ordine del 0,25 % sia nella misurazione della velocità che in quella dell'angolo di deriva.
La parte radio dell'apparato è molto complessa in quanto si lavora su frequenze che debbono essere estremamente stabili e su complicati metodi di modulazione.
La potenza emessa è solamente di un watt e solo una piccola percentuale di essa, riflessa dal suolo, torna all'antenna ricevente ed è usata per la misurazione della velocità rispetto al suolo.
La perdita di potenza del segnale di ritorno è proporzionale alla quota ed alla velocità del velivolo, pertanto se si passa dalle quote e dalle velocità commerciali attuali a quote sui 18.000 metri e velocità dell'ordine Mach 2, la perdita di potenza è notevolmente maggiore. Tuttavia il sistema AD2300 ha chiaramente messo in evidenza di essere efficace anche alle quote ed alle velocità suddette e pertanto esso potrà essere impiegato anche sui velivoli di linea supersonici del futuro. *(u. b.)*

Nuovi standard di laboratorio con precisione dello 0,5% fondo scala, portatili, sono presentati dalla Simpson Electric Co, di cui è agente generale per l'Italia la Ditta Ing. M. Vianello, Milano.
Si tratta di un voltmetro, modello 1700, fino a 1500 V f.s. con dieci portate secondo multipli decimali di 1,5 — 3 — 7,5. L'assorbimento max è di 1 mA (1000 Ω/V) la compensazione termica assicura una inesattezza max dello 0,25% tra 15 e 35 °C.
Il secondo standard è un milliamperometro, modello 1702 fino a 1500 mA f.s. pure con dieci portate. La caduta di tensione max è tra 50 e 150 mV.
Per entrambi i modelli, la scala è molto grande con indice a coltello su specchio.

Comunica a 45 metri il telefono subacqueo senza fili

La Electro Voice Incorporated ha ideato un telefono ad onde sonore che consente ai sommozzatori di conversare sott'acqua sino a 45 metri di distanza e a 36 metri di profondità.
L'apparato, denominato « Scubacom », consta di due parti principali: una maschera col microfono e un altoparlante munito di amplificatore e batteria elettrica. Questo elemento dell'impianto è montato sulla bombola d'aria che i sommozzatori portano a spalla.
Dato che le onde sonore si propagano in tutte le direzioni, non è necessario che i sommozzatori provvisti del telefono in questione debbano rivolgersi l'uno verso l'altro durante le conversazioni. Il discorso di uno dei due può essere ascoltato dall'altro senza bisogno di alcun auricolare speciale. *(u. s.)*

Un nuovo elemento semiconduttore: il binistor*

Sviluppato per impiego in circuiti di commutazione e di memoria questo semiconduttore ha caratteristiche che lo avvicinano a un flip-flop. Esso si dimostra notevolmente stabile ed uniforme nelle sue caratteristiche elettriche.

IL BINISTOR è un nuovo elemento a semiconduttori adatto per circuiti di commutazione e di memoria. Le sue caratteristiche funzionali sono molto simili a quelle di un flip-flop. La sua caratteristica di resistenza negativa dipende praticamente da una tensione esterna ed è quindi molto stabile ed uniforme. I valori dei segnali in entrata ed in uscita si adattano bene ai normali circuiti a diodi e a transistori. L'alta amplificazione e la semplicità del circuito possono offrire dei notevoli vantaggi economici. Il binistor può avere svariate combinazioni, però noi ci limiteremo a descrivere il tipo a tetrodo NPN.

1. - COSTITUZIONE ED IMPIEGO

Il binistor assomiglia ad un interruttore a quattro strati (fig. 1), però esso differisce sia per la composizione che per la struttura. La corrente in uscita vien derivata da uno strato intermedio e la giunzione superiore serve solo come tenuta per mantenere lo stato di conduzione. Il transistore principale (NPN) è progettato per un alto α ed il transistore PNP è progettato per ottenere una tensione di scarica dell'emettitore uguale almeno alla tensione di scarica del collettore del primo. Nella fig. 1 è rappresentato il simbolo proposto per il binistor e infine il suo circuito equivalente.

Il collettore, l'emettitore e la base vengono usati come in un normale transistore. Si raccomanda all'inizio di contro polarizzare la base con un diodo zener collegato alla sorgente in modo da prevenire la scarica dell'emettitore e da garantire la completa apertura del binistor. Se invece si desidera semplificare e rendere più economico il circuito, si può eliminare X_b e permettere la scarica dell'emettitore, che del resto non provoca consumo rilevante. L'iniettore è polarizzato con una sorgente di corrente che deve essere superiore ai 2V ed inferiore alla tensione di alimentazione del collettore. Il binistore possiede due stati stabili: apertura completa oppure conduzione e saturazione completa.

2. - LO STATO DI APERTURA

Nello stato di non conduzione (fig. 3) il transistore principale A è aperto ed il suo collettore si trova quasi alla tensione di alimentazione. Ciò fornisce una polarizzazione inversa di base per il transistore di tenuta B che viene bloccato completamente. L'emettitore del transistor B, l'iniettore, non può assumere una tensione superiore a quella di alimentazione dell'iniettore stesso, perchè il collegamento viene effettuato attraverso il diodo X_c. Quindi la corrente di collettore è molto bassa e tutte le giunzioni sono contropolarizzate. Le correnti disperse non vengono amplificate dai transistori perchè essi sono ambedue aperti e la tensione di alimentazione della base fornisce, se necessario, una corrente sufficiente per mantenere completamente aperto il transistore A.

(*) Il *binistor* è un nuovo elemento semiconduttore sviluppato nei laboratori di ricerca della TRANSISTOR ELECTRONIC CORP. (Mass.) di cui è agente generale per l'Italia la Ditta MILANO BROTHERS, Milano.

Fig. 1 - Circuiti equivalenti del binistor; in ordine, da sinistra a destra: transistore NPN principale; transistore PNP; binistor, simbolo consigliato; circuito equivalente.

Fig. 2 - Circuito per funzionamento bistabile.

3. - LO STATO DI CHIUSURA

Nello stato di conduzione (fig. 4) il collettore del transistore principale A è sceso sotto la tensione di alimentazione dell'iniettore. Con ciò, il transistore di tenuta diventa conduttore. La corrente dell'emettitore di B è fornita dalla sorgente di alimentazione dell'iniettore ed è fissata dal circuito esterno. Quindi il transistore A riceve dal collettore del transistore di tenuta B una corrente di base superiore a quella necessaria per la saturazione. Questa corrente è praticamente uguale alla corrente di alimentazione dell'iniettore ed essa può facilmente superare la corrente di blocco della base.

Si vede quindi che nel binistor la regolazione della corrente di base del transistore principale viene effettuata dal transistore di tenuta. Questa regolazione dipende in primo luogo dalla tensione di collettore e dalla tensione di alimentazione dell'iniettore. Se il collettore è bloccato esso rimane tale, se è saturato esso rimane saturato. Nella fig. 5 si può osservare la caratteristica tensione/corrente.

4. - COMMUTAZIONE

Dimostrata la bistabilità del binistor, vediamo ora come si può fare a passare da uno stato all'altro. Un metodo possibile è quello di «forzare»; il collettore. È infatti abbastanza semplice spingere il collettore al di sotto della tensione dell'iniettore. Però, una volta chiuso il binistor, può essere necessaria una corrente di collettore molto forte per forzare il collettore ad uscire dallo stato di saturazione. La tensione di collettore può allora aumentare oltre la tensione di iniettore. Oltre questo punto l'iniettore si blocca rapidamente e subito dopo si blocca anche il collettore. Questo sistema di forzamento non ha evidentemente amplificazione di potenza e pensiamo che non verrà mai usato deliberatamente.

Fig. 5 - Caratteristiche di uscita con diverse condizioni della polarizzazione in entrata.

Per avere un guadagno di potenza si può invece effettuare la commutazione attraverso l'iniettore. Se la tensione dell'inettore viene aumentata oltre quella del collettore, quando il binistor, è aperto, il transistore di blocco inizia a condurre e la tensione del collettore diminuisce assieme a quella dell'iniettore. Questo potrebbe essere un sistema per la costruzione di un multivibratore. Tuttavia l'iniettore deve potere diminuire liberamente la propria tensione, altrimenti la corrente di iniettore può crescere tonto da distruggere il binistor. Ricordiamo incidentalmente che con questo metodo il collettore conduce nel senso diretto ed opera la commutazione solo se la corrente di iniettore supera la corrente di tenuta del sistema considerato un diodo Shockley.

Quando il binistor sta conducendo, si può ridurre la tensione di iniettore, allora il blocco cessa ed il binistor apre.

Questo sistema di commutazione ha diversi effetti. Uno è l'interruzione dell'alimentazione della base ed un altro è la non linearità e l'alfa relativamente basso del transistore di tenuta. Il binisotr apre, quando la corrente di iniettore è scesa a circa il doppio della corrente di interruzione di base. Noi chiamiamo questo valore con $I_{jcrit.}$ — Se la tensione di iniettore scende sotto 0,6V il binistor apre.

L'impiego dell'iniettore come elettrodo di controllo garantisce una buona amplificazione di corrente, ma richede una oscillazione di corrente leggermente più ampia di quella che può dare l'uscita. Tuttavia, scegliendo in modo opportuno la tensione di alimentazione di iniettore, si può ottenere una notevole amplificazione di tensione in un senso o nell'altro. Se si usano dei condensatori di accoppiamento fra gli stadi, i binistor possono comunicare solo attraverso i loro iniettori. I binistor si possono usare anche come triodi, non collegando la base, tuttavia l'impossibilità di ottenere una completa apertura limita il campo di apertura, la stabilità e la sicurezza.

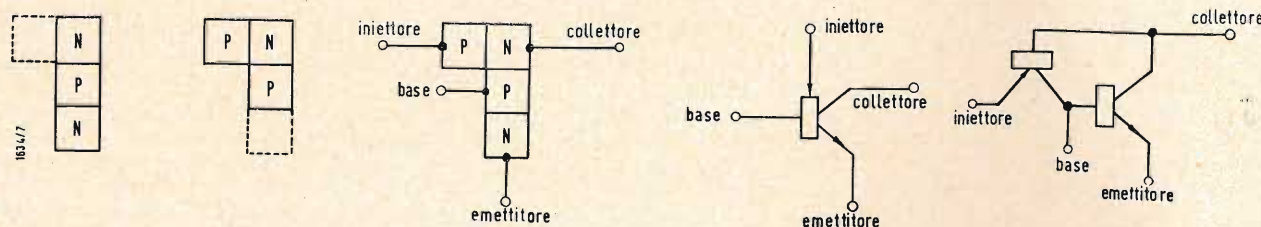



Fig. 3 - Stato di non conduzione (apertura). Il collettore deve lasciare passare una corrente bassissima.

Fig. 4 - Stato di conduzione (chiusura). Il collettore porta tutta la corrente possibile fino alla saturazione.

Fig. 6 - Circuito elettrico semplificato di un contatore ad anello.

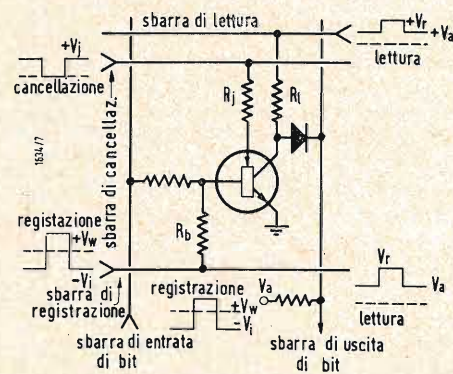



Fig. 7 - Un binistor impiegato come memoria a coincidenza a lettura non distruttiva.

Tolleranze individuali (ammesso che le altre grandezze si trovino al valore medio)

		Min	Medio	Max
V_s	Tensione di alimentazione del collettore	+5V	+6V	V_r-1
R_l	Resistenza di carico del collettore	2,5k	6k	10k
V_r	Tensione di lettura	+6V	+9V	+15V
V_j	Tensione di alimentazione di iniettore	+3V	+4V	+ 5V
		+3V	+4V	+ 5V
R_j	Resistenza di inettore	500	1000	1500
V_w	Tensione di registrazione	+2V	+3V	+ 5V
V_i	Tensione di entrata	—4V	—6V	—10V
R_b	Resistenza di logica di lettura	60k	100k	150k

5. - CONTROLLO PER MEZZO DELLA BASE

L'elettrodo più adatto per il controllo è la base. Se il binistor è aperto può essere chiuso con una corrente di base dello stesso ordine di grandezza di quella di un normale transistore. L'amplificazione di corrente può arrivare facilmente a 100. Poichè è sufficiente che la tensione di collettore scenda solo al di sotto della tensione dell'iniettore, prima che si abbia la rigenerazione, l'amplificazione di chiusura può essere aumentata, aumentando la tensione di iniettore; però anche con una minima tensione di inettore l'amplificazione è sufficiente.

Il binistor può essere inserito anche con una corrente di base inversa. Se essa è sufficientemente alta può superare la corrente di blocco di inettore. Non appena il collettore è aumentato oltre la tensione dell'iniettore si ha subito la rigenerazione e la conduzione. Regolando I_i ed I_c ci può ottenere una amplificazione grande a piacere, però normalmente si arriva a 100.

Quindi il controllo di base permette di ottenere la massima amplificazione di tensione e di corrente. In qualche tipo di binistor una alta resistenza inversa di base può consigliare il comando dell'apertura attraverso l'iniettore e della chiusura attraverso la base.

6. - CONTROLLO PER MEZZO DELL'EMETTITORE

Per aprire un binistor si può aumentare la tensione di emettitore fino ad 1 V oltre la tensione di iniettore. Per chiudere il binistor si deve diminuire la tensione di emettitore al di sotto della tensione di base. Il controllo attraverso l'emettitore offre un'amplificazione di tensione ma non di corrente.

7. - CAMPO DI FUNZIONAMENTO

Il binistor può funzionare in un ampio cempo di polarizzazione. Ammesso di avere una sufficiente corrente di iniettore, la corrente massima di collettore è limitata solo dalla saturazione ed alla dissipazione. Se la corrente di iniettore supera il valore I_{jcrit}, si può commutare qualsiasi corrente di collettore fino ai microampere. Il campo di tensione può essere alquanto più ristretto del campo dei normali transistori.

L'escuzione massima è limitata dalla scarica del collettore che è alquanto più bassa di quella dei transistori al silicio, a causa della minore resistenza di collettore. Le escursioni minime di collettore sono determinate dai limiti della tensione di iniettore e sono dell'ordine dei 2V.

Il campo di temperatura nel quale si ha la bistabilità è molto più ampio di quello degli altri elementi a quattro strati. I primi prototipi sperimentali funzionano bene da —70 a +250°C. La temperatura massima è limitata più dall'invechiamento che dalle caratteristiche. La ragione di questo miglioramento rispetto ai normali transistori è dovuta al fatto che il transistore superiore non ha una funzione di vero e proprio blocco, me piuttosto una funzione di tenuta. La limitata corrente di iniettore evita una rigenerazione eccessiva e quindi anche i problemi di apertura. Inoltre gli unici parametri chiave dal punto di vista dei semiconduttori sono I_{co} e B. L'amplificazione di corrente è determinata da $A \times B$ e non da B^2 ed è quindi meno dipendente dalla temperatura.

A causa dell'effetto di integrazione fra i due transitori la minima corrente di iniettore richesta per la tenuta (I_{icrit}) è molto bassa ed ha un piccolo coefficiente di temperatura.

La Columbus Electronics Co. ha annunciato una serie di rettificatori al silicio con prestazioni fino a 100.000 V di tensione picco-inversa e correnti continue da 10 mA a 10 A. Possono essere forniti in montaggio per raffreddamento in aria, in olio o immersi in resine epoxidiche. Ulteriori notizie possono essere richieste alla Agenzia italiana della Sylvan Ginsbury Ltd., Milano.

8. - VELOCITÀ

Attualmente la velocità ottenuta con i primi tipi di binistor è sufficiente per la maggior parte dei circuiti di commutazione. Si spera però di poter realizzare dei binistor più veloci. Poichè il transistore di tenuta funziona con la base a massa basta che le sue frequenze di taglio alfa sia non più di un decimo di quella del transistore principale se si desidera di non frenare molto quest'ultimo. Poichè la giunzione di collettore è comune ai collettori dei due transistori, la capacità totale è un mezzo di quella dei due transistori.

Nei circuiti pratici l'iniettore può essere alimentato da una sorgente a bassa tensione per economizzare l'alimentazione ed il diodo per il collettore. La tensione di iniettore, quando il binistor sta conducendo, è molto bassa, quindi la sorgente di alimentazione può essere bassa.

9. - CONFRONTO CON IL FLIP-FLOP

Un flip-flop ha il vantaggio di avere due entrate e due uscite, ma ha anche molti problemi di commutazione e di accoppiamento. Un flip-flop richiede per lo meno due transistori, sette resistenze, due condensatori, due diodi, e 28 connessioni saldate. I flip-flop ad alta velocità richiedono più componenti ancora. Uno stadio o binistor richiede solo un binistor e tre resistenze ed un totale di dieci saldature. Si ha così un risparmio di spazio e minori difficoltà di fabbricazione.

10. - QUALCHE APPLICAZIONE

Un contatore ad anello, da impiegare per apparecchi di prova, ha dato subito degli ottimi risultati. Molti altri circuiti sono stati proposti da tecnici informati per lettera sul modo di impiegare il binistor. Una applicazione molto interessante può essere quella dell'impiego del binistor a stadi semplici nelle memorie a coincidenza non distruttive. Le memorie magnetiche sono molto più economiche sopratutto per le grandi capacità, però per le applicazioni nelle quali sieno richieste piccole memorie magnetiche (circuiti di comando, campionature, controllo, regolazione, amplificazione) esse diventano troppo costose e complicate. D'altre parte anche la complessità del flip-flop è costosa e permette delle minime densità di memoria. In questo campo particolare si possono invece ottenere dei buoni risultati con il binistor (fig. 7).

In questa memoria a coincidenza per cancellare un segnale registrato si diminuisce la tensione dell'iniettore, cioè si commuta in apertura lo stadio corrispondente a quel segnale. Un dato stadio viene commutato in chiusura in caso di coincidenza del segnale scritto con le linee di entrata del bit attraverso il resistore di logica sulla base. La lettura si effettua aumentando la sbarra di selezione di segnale, l'uscita del bit avviene attraverso il diodo di logica. Il rapporto zero/uno supera il valore di 10.000. La velocità di lettura è limitata solo dalla capacità e può effettuarsi in meno di 0,05 μsec. La registrazione e la cancellazione richiedono più tempo. Si ha il vantaggio di avere un ampio campo di tolleranza e di non avere delle tolleranze molto critiche. Mettendo un diodo di logica anche in entrata, si possono aumentare ulteriormente le tolleranze.

11. - ELEMENTO A RESISTENZA NEGATIVA PER PICCOLI SEGNALI

Nonostante noi non abbiamo ancora considerato il binistor come elemento a resistenza negativa, si possono avere certamente delle buone applicazioni. Se il collettore vien portato nel campo della tensione dell'iniettore si hanno delle oscillazioni fino a che non si usa una impedenza di carico inferiore ai 10Ω. Quando la resistenza di saturazione del collettore è superiore a questo valore è impossibile usare completamente la caratteristica di uscita. Quando il collettore si trova nel campo di resitenza negativa, si ha oscillazione anche con una capacità sull'iniettore. Per questa ragione è difficile usare i tracciatori di curve commerciali per transistori per tracciare le caratteristiche d'uscita. Tuttavia le caratteristica di uscita non ha molta importanza rispetto ai criteri in entrata che definiscono la bistabilità. Raccomandiamo di usare, per gli scopi di prova e di valutazione le correnti e tensioni in entrata riferite alle correnti e tensioni in uscita.

(g.b.)

Cellule fotoconduttive

Un particolare tipo di cellule fotoconduttive di alta qualità per raggi infrarossi è stato recentemente immesso sul mercato italiano dalla Bay & C. S.p.A.

Controlli industriali, strumentazione, apparecchi per astronomia, missilistica, possono sfruttare convenientemente le caratteristiche di alta rapidità di risposta e l'alta efficienza nella regione degli infrarossi (massima a 2,2 microns di lunghezza d'onda). Si prevede che tali cellule, costruite dalla Tupper Trent Co., avranno in Italia un grande sviluppo.

(c. p.)

Ricostituita la Commissione radio-scientifica italiana

Con decreto del Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, è stata ricostituita, per il quadriennio 1960-63, la Commissione radio-scientifica italiana.

La Commissione radio-scientifica italiana costituisce l'organo del C.N.R. che studia le questione scientifiche nel campo delle radiocomunicazioni e, in particolare, cura la partecipazione italiana all'attività della Unione radio-scientifica internazionale « URSI », in seno alla quale l'Italia è rappresentata dal Consiglio Nazionale delle Ricerche.

La Commissione radio-scientifica italiana consta di un Comitato nazionale italiano dell'URSI, che rappresenta collegialmente l'Italia in seno alla Unione radio-scientifica internazionale e che è composto dei seguenti Membri: Prof. Giorgio Barzilai, O. di elettronica nell'Università di Roma; Prof. Mario Boella, O. di comunicazioni elettriche nel Politecnico di Torino; Prof. Nello Carrara, O. di onde elettromagnetiche nell'Università di Firenze; Prof. Giuseppe Francini, O. di elettronica applicata nell'Università di Padova; Prof. Emilio Gatti, O. di elettronica nel Politecnico di Milano; Prof. Gaetano Latmiral, O. di teoria e tecnica delle onde elettromagnetiche nell'Ist. sup. navale di Napoli; Prof. Algeri Marino, O. di comunicazioni elettriche nell'Università di Roma; Prof. Ivo Ranzi, O. di propagazione delle onde elettromagnetiche nella Scuola sup. di telegrafia e telefonia di Roma; Prof. Ugo Tiberio, O. di radiotecnica nell'Università di Pisa; Segretario: Ing. Riccardo Vittorio Ceccherini, Capo dell'Ufficio informazione e statistica del C.N.R.

Il Prof. Mario Boella è Presidente reggente. I Membri del Comitato nazionale italiano, nella loro prima adunanza, eleggeranno il Presidente del Comitato stesso e dell'intera Commissione radio-escientifica italina. *(i. s.)*

Congresso internazionale automazione

L'Associazione italiana per la automazione ha in corso di attuazione un « Congresso internazionale dell'automazione » che avrà luogo a Torino, dal 24 al 26 settembre presso la sede del Politecnico, nel quadro delle manifestazioni celebrative del Primo centenario dell'Unità d'Italia.

Tale Congresso, la cui presidenza è stata affidata al cav. lav. Giustiniani, ha lo scopo di favorire l'incontro fra scienziati, operatori, tecnici e studiosi dell'automazione per uno scambio di idee sulle realizzazioni conseguite in questo campo e sui problemi che si prospettano nel comune interesse. Esso si articolerà in cinque sezioni: Teoria della regolamentazione automatica, Tecniche e strumenti di misura nell'automazione, Elaborazione e trasmissione delle informazioni nell'automazione, Applicazioni dell'automazione nei processi industriali continui, Applicazione dell'automazione nei processi industriali iterativi.

Durante lo svolgimento del Congresso è prevista per il pomeriggio del 24 settembre la visita al Salone della tecnica mentre la giornata del 27 settembre sarà dedicata alla visita facoltativa in gruppi separati dei seguenti stabilimenti: Fiat, Torino; Olivetti, Ivrea; Farmitalia, Settimo Torinese; Reattore Nucleare, Saluggia (Vercelli). *(v. o.)*

L'8 Congresso internazionale scientifico per l'elettronica

Con il concorso ed il patronato del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni, del Consiglio Nazionale delle Ricerche e della Fondazione « Ugo Bordoni », nel Palazzo del Congresso dell'E.U.R., a Roma, si svolse dal 19 al 24 giugno p.v., in occasione della VIII Rassegna internazionale elettronica e nucleare, l'8° Congresso internazionale scientifico per l'elettronica.

Il programma del Congresso fu il seguente.

Lunedì 19 giugno - Inaugurazione; Introduzione del Prof. Algeri Marino; Conferenza del Dott. Ing. Ernesto Lensi (Direttore dell'Istituto Superiore delle Poste e Telecomunicazioni): « La ricerca elettronica in Italia ed i suoi riflessi nel quadro dell'economia nazionale »; Relazioni sul tema: « Moderni sistemi di radiolocalizzazione e aiuto alla navigazione », Presidente: Prof. Ing. Carlo Matteini, Relatore Generale: Prof. Goffredo Bronzi.

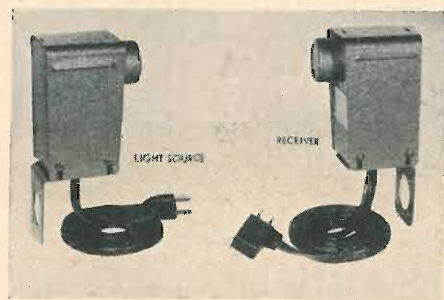
Martedì 20 giugno - Secondo Convegno internazionale « Luigi Emanueli »: « Per il progresso nelle trasmissioni di informazioni nei cavi metallici » (patrocinato dalla Fondazione « Ugo Bordoni »), Presidente: Prof. Ing. Algeri Marino. Segretario: Prof. Ing. Andrea Ferrari-Toniolo; Relazioni sul tema: « Moderni sistemi di radiolocalizzazione e aiuto alla navigazione ».

Mercoledì 21 giugno - Relazioni sul tema: « Nuovi tipi e metodi di produzione dei dispositivi a semiconduttore », Presidente: Prof. Ing. Daniele Sette, Relatore Generale: Dott. Ing. Venanzio Andresciani.

Giovedì 22 giugno - Relazioni sul tema: « L'elettronica nella ricerca scientifica », Presidente: Prof. Ing. Giuseppe Francini.

Venerdì 23 giugno - « Panel » sui problemi connessi con il « tracking » dei satelliti artificiali, Presidente: Prof. Ing. Albino Antinori, Vice Presidente: Prof. Ing. Ivo Ranzi; Relazioni sul tema: « Panorama del progresso elettronico », Presidente: Prof. Ing. Algeri Marino, Vice Presidente: Prof. Ing. Carlo Micheletta.

Sabato 24 giugno - segue: « Panorama del progresso elettronico ».

Al Congresso parteciperà l'Associazione Elettrotecnica Italiana (A.E.I.) alla quale furono dedicate particolari manifestazioni. *(i. s.)*

Un sistema di fotorelè per segnalazioni, allarmi, ecc. di dimensioni ridotte e di estrema semplicità sono presentate dalla AD AURIEMA - EUROPE, S.A. Bruxelles. Si tratta del modello SIGMA 8PL2.

(segue da pag. 289)

Con tutto ciò, non intendo affermare che la TV a colori attualmente trasmessa negli U.S.A. sia di mediocre qualità e per tale ragione non gradita al pubblico.

Indubbiamente il livello di qualità d'immagine delle trasmissioni americane, sia in bianco-nero che a colori non è proprio superlativo: ma ciò dipende da una somma di numerosi fattori pratici di esercizio, che sarebbe troppo lungo elencare e discutere in questa sede.

La vera ragione per la quale la TV a colori non si è ancora largamente diffusa in America (attualmente vi sono circa 800.000 televisori a colori in funzione) risiede nei programmi che sono limitati nel tempo e nell'interesse e nel costo attuale del televisore.

Per quanto riguarda i programmi, ciò è strettamente legato al sistema della TV americana ove il costo di una trasmissione (pubblicitaria) è strettamente legato al numero di telespettatori: una questione analoga a quella famosa dell'uovo e della gallina.

Comunque sembra che raggiunto il milione di telespettatori, si potranno ricavare cifre rimunerative per effettuare dei buoni ed attraenti programmi. Per quanto riguarda il prezzo dei televisori a colori (che attualmente è di circa 400.000 lire) non vi è dubbio alcuno che, iniziata una produzione in serie (come si verifica per gli attuali televisori), si scenda almeno alla metà del prezzo attuale.

Inoltre l'attuale perfezionamento tecnico dei televisori a colori, conferisce loro una stabilità e sicurezza di funzionamento paragonabile a quella degli attuali televisori.

Non si tratta quindi di scemato interesse del pubblico, che è anzi sempre teso per quanto poco sollecitato, ma di fattori commerciali puramente occasionali.

Oggi il pubblico, e particolarmente il nostro pubblico, non può esprimere un giudizio valido per la semplice ragione che raramente ha potuto vedere della TV a colori. Diamogliene il modo, senza false mire commerciali o di immediato interesse industriale e ci accorgeremo che chi, come lo scrivente, si è accostato con una certa frequenza alle trasmissioni a colori, finirà con il considerare le attuali trasmissioni in bianco-nero come cosa superata od imperfetta. A

In novembre il 6° Convegno-Mostra dell'automazione e strumentazione

Il 6° Convegno-Mostra dell'automazione e strumentazione si terrà a Milano dal 7 al 12 novembre 1961, promosso dalla Federazione delle Società scientifiche e tecniche di Milano, sotto il patronato del Consiglio Nazionale delle Ricerche.

Il Convegno si svolgerà su un piano di assoluto rigore scientifico tecnico; la sua organizzazione sarà, infatti, curata dalla Federazione delle Società scientifiche e tecniche di Milano, la quale riunisce associazioni di carattere esclusivamente culturale operanti in Lombardia.

Il Comitato organizzatore è così composto: Presidente, Dott. Luigi Morandi; Componenti, Prof. L. Cambi, Prof. F. de Carli, Prof. P. Caldirola, Ing. L. Maggi, Ing. G. Martinoli, Dott. L. Morandi, Ing. B. Pontremoli, Prof. A. Todisco, Dott. Giovanni Lopinto e Dott. L. Satta; Coordinatori scientifici, Prof. G. Bozza e Prof. C. Costadoni.

I temi del Convegno riguardano: « Teoria dell'automazione », relatore ufficiale Dott. Ing. G. Quazza; « Automazione strumentazione »: nella metallurgia, relatore Dott. Ing. R. Tovini; nell'elettronica, relatore Dott. G. C. Luchini; nella fisica nuclare, relatore Prof. U. Pellegrini; nella meccanica, relatore Dott. Ing. E. Chiesa, nella chimica, relatore Dott. Ing. F. Tredici; nella termotecnica, relatore Dott. Ing. B. Chierego; negli uffici, relatore Dott. Ing. M. Nunti.

Contemporaneamente e nella stessa sede del Convegno verrà allestita la tradizionale Mostra dell'automazione-strumentazione, come nelle precedenti edizioni, ed alla quale parteciperanno, con il meglio della loro produzione, le Ditte nazionali costruttrici e le rappresentanze in Italia di molte Case estere del settore. *(i. s.)*

Misure sull'assorbimento del rumore cosmico da parte della ionosfera

Durante l'eclisse totale di Sole del 15 febbraio scorso presso il Centro Microonde sono state predisposte ed effettuate misure sull'assorbimento del rumore cosmico da parte della ionosfera con lo scopo di rilevarne le variazioni.

A tale scopo è stato misurato il livello di rumore sulle frequenze di circa 27 MHz e 40 MHz durante il giorno dell'eclisse e in giorni precedenti e seguenti. Per le misure sono stati usati due « riometer » (Relative Isonospheric Opacity Meter) giunti dal « Norwegian Defence Research Establishment » insieme con un tecnico incaricato di metterli in funzione, e due radiometri costruiti presso il Centro Microonde. Sono state installate le seguenti antenne direttive, puntate verso lo Zenit; due antenne Yagi su 27,6 MHz, di cui una connessa a un riometer e l'altra al radiometro a 27 MHz; un'antenna a elica con fascio abbastanza stretto da coprire la zona d'ombra creata dalla Luna sulla ionosfera durante l'eclisse; una antenna a dipolo orizzontale per il radiometro a 40 MHz. Attualmente è in corso la elaborazione di dati per determinare l'effetto dell'eclisse sull'assorbimento.

Queste misure rivestono un particolare interesse, perchè è la prima volta che i riometer vengono usati durante un eclisse; gli apparati verranno tenuti in funzione per non meno di sei mesi, per misurare l'assorbimento totale della ionosfera alle nostre latitudini, alle quali i riometer non erano stati finora mai usati.

È stato inoltre montato un radiometro, con relativa antenna, costruito pure presso il Centro Microonde, pr effettuare misure sulla radiazione solare a 108 MHz.

Questo lavoro si è svolto su contratto dell'« Air Research Development Command » dell'« Air Force USA ». La stazione di osservazione, situata alla periferia di Firenze, per evitare il più possibile i disturbi, è stata allestita mediante finanziamenti del C.N.R. *(i. s.)*

Uno schedario bibliografico nazionale sull'automazione

Il Consiglio Nazionale delle Ricerche si è impegnato a trasmettere trimestralmente alla Federazione internazionale del controllo automatico (IFAC) l'elenco bibliografico selezionato dei contributi italiani, che occorre per la pubblicazione di una bibliografia internazionale del controllo automatico. A tal fine la Commissione italiana per l'automazione, del C.N.R., ha preso l'iniziativa della redazione di uno « Schedario bibliografico nazionale sull'automazione » in tutti i suoi aspetti scientifici, tecnici, economici, finanziari e sociali, che comprenderà le opere e gli articoli di autori italiani o tradotti in italiano, pubblicati dal 1920 in poi.

Ai fini della completezza della bibliografia, il Consiglio Nazionale delle Ricerche rivolge agli autori viva preghiera d'inviare regolarmente alla Commissione italiana per l'automazione (Roma, Piazzale delle Scienze 7) una copia delle proprie pubblicazioni. Ogni pubblicazione dovrebbe essere accompagnata da un riassunto dattilografato di non oltre 200 parole, quando il riassunto non risulti già compreso nel testo stampato.

Qualora gli autori non fossero in grado d'inviare talune pubblicazioni, perchè ormai esaurite, sarebbe indispensabile che ne redigessero una esatta segnalazione sulle apposite schede bibliografiche da richiedere all'indirizzo sopra indicato. *(i. s.)*

Autoradio mod. 801 «Autotrans» della Voxson

Fig. 1 - Il ricevitore per automobile VOXSON Autotrans, è il primo apparecchio di formula classica, con sintonia a pulsanti, realizzato integralmente a transistori. L'eliminazione totale delle valvole assicura non solo un ridottissimo consumo di corrente (0,75 A a 12 V), ma anche una sicurezza di esercizio finora sconosciuta.

Recentemente è stato siglato un accordo tra la Soc. LANCIA e la VOXSON per il montaggio, a richiesta del cliente, di questo nuovo tipo di apparecchio radio su tutti i modelli di vetture Lancia, compresa la nuovissima Flavia. La scelta dell'apparecchio, dopo esaurienti prove in Laboratorio e su strada, è stata determinata non solo dalle brillanti caratteristiche di ricezione, ma anche dalla dimostrazione di eccezionale robustezza ed infine per il ridotto consumo che non porta alcun sovraccarico all'impianto elettrico.

1. - GENERALITA'

Il nuovo « Autotrans » della VOXON è un apparecchio veramente rivoluzionario. Esso è infatti uno dei primi autoradio con struttura classica a monoblocco e sintonia a pulsanti, realizzato completamente con transistori. L'assenza di valvole e di vibratori, garantisce un consumo di corrente ridottissimo; inoltre l'adozione della tecnica dei circuiti stampati e la struttura meccanica particolarmente robusta assicurano una assoluta sicurezza di funzionamento. L'apparecchio può essere montato su qualsiasi tipo di macchine. In particolare la Voxon ha già concluso dei contratti con la Lancia per l'installazione su tutti i tipi della casa, compresa la nuova Flavia, e con l'Innocenti per l'installazione sulla « spyder 950 » e sulla « A40 ».

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

2.1. - Amplificatore RF

Il segnale proveniente dall'antenna passa ad uno speciale circuito preselettore con filtro passabanda a 2 circuiti accordati accoppiati capacitivamente. Il secondo circuito del passabanda è collegato mediante partitore capacitivo alla base del transistore preamplificatore RF tipo OC170.
Il segnale amplificato si presenta ai capi del terzo circuito accordato sul collettore. Sul collettore è presente un circuito limitatore costituito da un diodo 0A90. Questo circuito ha la funzione di evitare che segnali troppo intensi possano essere applicati alla base del transistore convertitore nell'intervallo di tempo occorrente per l'intervento del CAV, compromettendo il regolare funzionamento dell'oscillatore.

2.2. - Stadio convertitore

Il segnale amplificato del transistore RF viene applicato allo stadio convertitore autoscillante (secondo OC170) il cui carico di collettore è costituito dal primario del primo trasformatore di media frequenza, in serie alla bobina di reazione. Questa è accopiata induttivamente al circuito accordato di oscillatore e alla bobina di emittitore. Un circuito risonante serie accordato su 265 kHz è collegato tra emittitore e massa del convertitore allo scopo di ottenere una più efficace amplificazione di media frequenza e di evitare la instabilità.

2.3. - Amplificatore di media frequenza

Il circuito con due trasformatori a filtro di banda non presenta particolarità di rilievo. Il transistore OC169 a base diffusa consente un'elevata amplificazione. Le prese sui trasformatori all'ingresso e all'uscita del transistore sono state opportunamente scelte ottenendo un buon compromesso tra adattamento di impedenza e possibilità di amplificare segnali di notevole ampiezza.

2.4. - Controllo automatico di volume

La tensione per il controllo automatico di sensibilità viene opportunamente prelevata dal primario del secondo trasformatore di media frequenza, rettificata dal diodo OA90 e applicata in serie alla base del transistore a radio frequenza.

L'azione del CAV è notevolmente migliorata dalla presenza del diodo OA90 a valle del condensatore di livellamento da 20 μF, evitando l'incremento della percentuale di modulazione in presenza di segnali particolarmente intensi, per effetto della curvatura di caratteristica d'ingresso del transistore amplificatore RF.

2.5.-Rivelazione e amplificatore BF

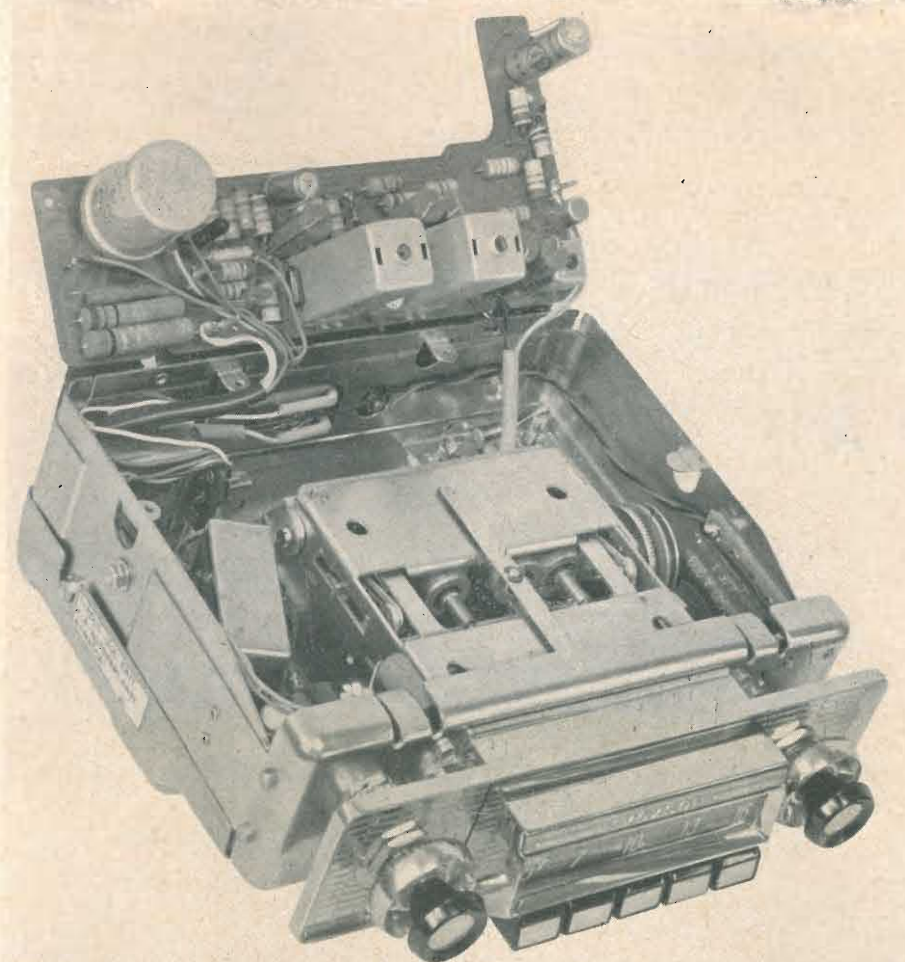
Il segnale viene rivelato dal diodo OA79 sul secondario del secondo trasformatore di media frequenza. La tensione B.F. da amplificare viene applicata alla base del preamplificatore B.F. tramite il condensatore di accoppiamento ed il potenziometro regolatore di volume. Questo potenziometro, avendo gli estremi collegati da una parte alla rivelazione e dall'altra al collettore del transistore, determina un effetto di controreazione che è maggiore per posizioni del controllo di volume corrispondenti a intensità sonore ridotte.
Pertanto a volume ridotto si ottiene una qualità di riproduzione particolarmente assente da distorsioni ed una estensione della gamma di frequenza riprodotta. Nessuna particolarità presenta l'amplificatore finale di potenza la cui corrente a riposo è regolabile mediante reostato sulla polarizzazione di base.

2.6. - Alimentazione

L'apparecchio è previsto per alimentazione da impianti a 12 V con positivo oppure negativo a massa. La commutazione della polarità di massa viene fatta mediante uno spinotto con ponticello estraibile, il quale può essere ruotato in 2 posizioni nelle quali lo chassis del ricevitore viene collegato al positivo o al negativo di alimentazione. Una speciale presa consente di inserire un survoltore speciale in serie all'alimentazione in modo da consentire l'impiego di 6 V come tensione di alimentazione.

3. - MONTAGGIO

L'apparecchio viene installato sulla plancia portastrumenti nell'alloggiamento che tutti i costruttori di auto-

Fig. 2 - Il pannello a circuito stampato relativo alla media frequenza, è stato ribaltato per mostrare gli organi su di esso fissati. Si noti il dispositivo di sintonia a pulsanti e la compattezza dell'insieme. L'apparecchio non ha fori di aerazione perchè è interamente a transistori.
Si tratta della prima realizzazione su scala industriale di questo genere di apparecchio in Europa. Rispetto agli apparecchi che impiegano solo un transistore e che continuano quindi ad usare le normali valvole negli stadi di radio e di media frequenza, questo nuovo rivoluzionario ricevitore presenta una corrente di assorbimento nettamente minore (0,75 A a 12 V) ed una sicurezza di esercizio veramente eccezionale, data la vita praticamente illimitata dei transistori.

Autotrans mod. 801 - Tabella di taratura circuiti RF

Operaz. N.°	Scopo della operazione	Collegamento del generatore	Frequenza generatore	Posizione dei nuclei tuffanti	Regolare per la massima uscita
1	Taratura in frequenza dell'oscillatore locale	Alla presa di antenna con un condensatore da 20 pF in serie ed un altro da 20 pF tra presa di antenna e massa	1.600 kHz	A fondo corsa estratti	Compensatore C_{18}
2			520 kHz	A fondo corsa introdotti	Nucleo tuffante di L_8
3	Allineamento circuiti antenna		1.550 kHz	In sintonia con il segnale emesso dal generatore	Compensatori C_5 e C_1
4			550 kHz		Nuclei tuffanti di L_1 e L_3
5	Allineamento del circuito interstadio		1.550 kHz		Nucleo tuffante di L_4

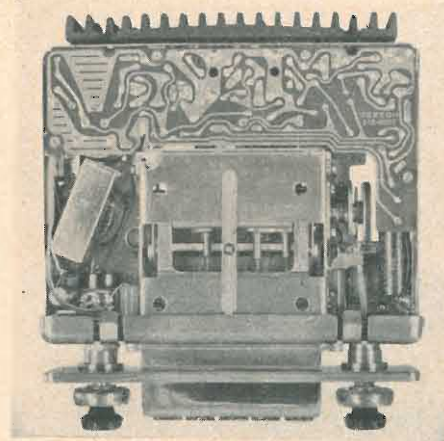



Fig. 3 - Autotrans visto dall'alto. Si noti il circuito stampato che porta tutta la parte in alta e media frequenza.

vetture prevedono per l'autoradio. La installazione è agevolata dall'ingombro particolarmente ridotto dell'apparecchio. L'altoparlante è staccato dal ricevitore e la posizione migliore di installazione è definita dalla costruzione della vettura. La Voxson fornisce una serie di accessori particolarmente studiati per ciascun tipo di autovettura. L'apparecchio deve essere collegato ad un'antenna a stilo avente capacità, compreso il cavo, tra 20 e 120 pF circa. Il collegamento di alimentazione all'impianto della vettura può essere con positivo oppure con negativo a massa. Occorre predisporre conformemente alla polarità dell'impianto l'apposito commutatore sul retro dell'apparecchio sotto il radiatore di calore del transistore. L'alimentazione va collegata mediante il cavetto isolato munito di fusibile alla presa n. 3 accessibile dal coperchio inferiore di chiusura dell'apparecchio. I morsetti 1 e 2 vanno collegati all'altoparlante. Rimandiamo al libretto di istruzioni a corredo di ciascun apparecchio per le illustrazioni relative a questi collegamenti.

4. - CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI

Circuito supereterodina con 5 transistori e 4 diodi al germanio.
Gamma delle onde medie da 520 a 1600 kHz (578-187 mt.).
Media frequenza 265 kHz
Potenza di uscita oltre 3 W con distorsione minore del 10%.
Assorbimento di corrente 0,9 A.
Tensione di alimentazione 12 V
Dimensioni massime di ingombro: 175 profondità × 190 larghezza × 56-74 altezza.
Peso 2,650 kg.

5. - NOTE DI SERVIZIO

5.1. - Taratura dei circuiti di media frequenza

Il generatore di segnali sarà impiegato nel modo consueto collegandolo tramite un condensatore a carta da 0,5 μF tra base del transistore convertitore e massa. Come indicatore di uscita potrà essere impiegato un volmetro da 3 V fondo scala da collegare in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante. Si abbia l'avvertenza di effettuare le operazioni di taratura con segnale a basso livello in modo da non fare entrare in azione il controllo automatico di sensibilità; si eviterà quindi di lavorare con un segnale che determini ai capi della bobina mobile dell'altoparlante un valore di tensione superiore a circa 1 V con il controllo di volume al massimo. La frequenza di taratura è di 265 kHz e dovranno essere regolati per la massima uscita nell'ordine: secondario di T_2, primario di T_2, secondario di T_1, primario di T_1 ripetendo più volte le operazioni in modo da ottenere una taratura perfetta.

Qualora il generatore di segnali impiegato abbia una precisa taratura in frequenza (± 1%) e sia stato necessario soltanto un semplice ritocco alla taratura dei trasformatori non è necessario ritoccare il circuito serie costituito da L_5 e C_{12}. Qualora invece sia necessaria una revisione completa del canale di Media Frequenza per sostituzione di trasformatore o altro è necessario rivedere la taratura del suddetto circuito serie in questo modo:

1) con l'apparecchio spento collegare il generatore di segnali tra emitter del transistore convertitore e massa;

2) sintonizzare il generatore di segnali su 265 kHz senza modulazione;

3) collegare sempre tra emettitore e massa un millivoltmetro di portata adeguata al segnale applicato dal generatore oppure l'ingresso verticale di un oscilloscopio a bassa capacità di ingresso, capace di fornire un'indicazione utile alla frequenza di 265kHz.

4) regolare la bobina scorrevole sul nucleo di L_5 per la minima ampiezza indicata dal millivoltmetro o dall'oscilloscopio.

5.2. - Regolazione della corrente del transistore finale

Qualora sia stato sostituito il transistore 2N376 occorre ritoccare la taratura di R_{27} in modo da portare la corrente di collettore del transistore stesso a 560 milliampere. Il valore della corrente va misurato a regime di temperatura raggiunto e cioè dopo circa 15 minuti di funzionamento.

5.3. - Avvertenze particolari

Nel libretto di istruzioni di cui ogni apparecchio è corredato sono descritte le norme di impiego dell'apparecchio e gli estremi per ottenere la manutenzione in garanzia. Inoltre le norme per le installazioni sui principali tipi di vettura sono dettagliatamente descritte in un foglio che accompagna gli accessori per l'installazione.

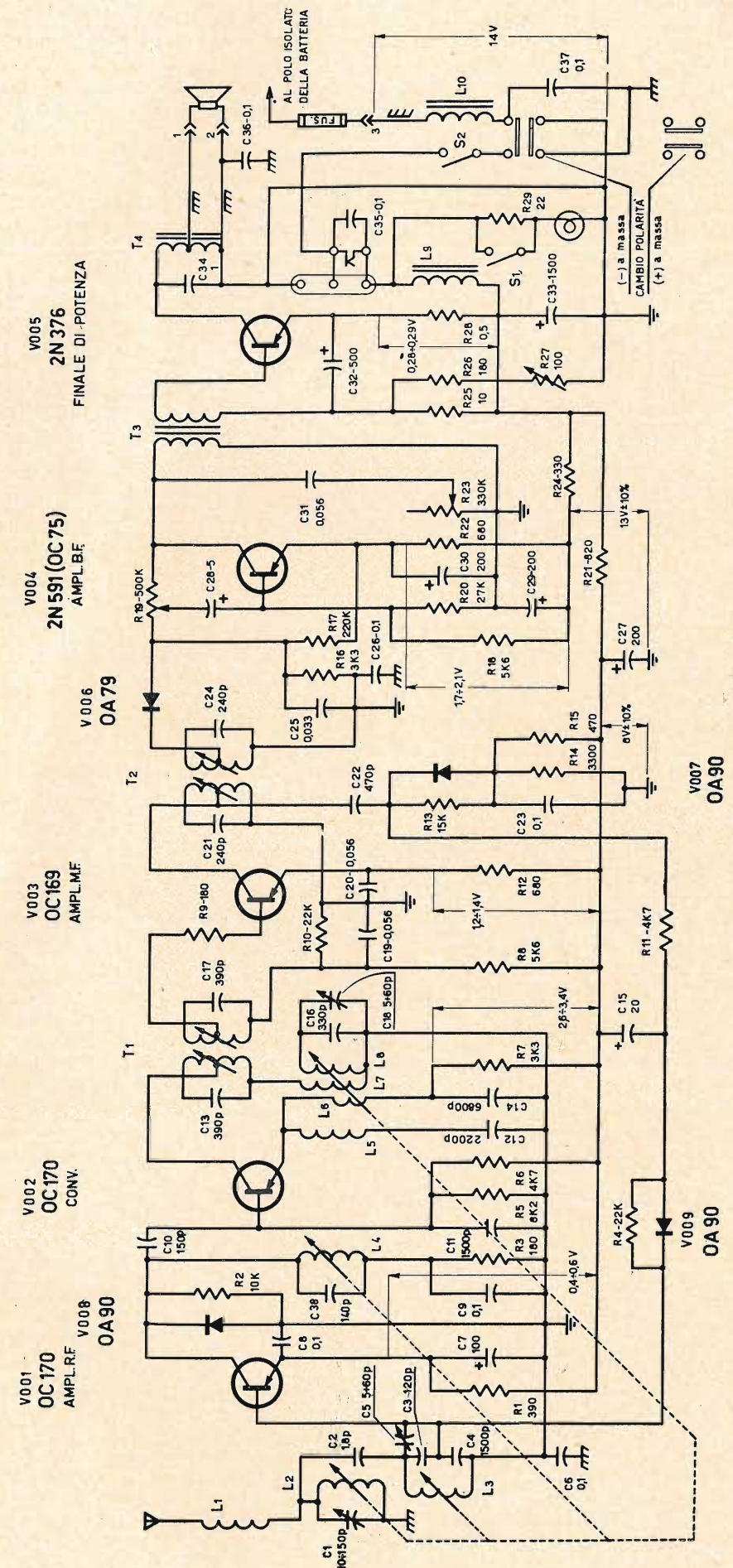
Durante l'installazione e la riparazione dell'apparecchio occorre tenere presente quanto segue:

1) Il transistore finale è isolato dal telaio ed è necessario pertanto accertarsi che ad apparecchio installato non possa venire a contatto accidentalmente con la massa della vettura.

2) I transistori drift sono particolarmente sensibili a sovratensioni istantanee ed in generale a qualsiasi superamento istantaneo delle caratteristiche limiti. Pertanto si raccomanda che durante l'allineamento, i controlli con l'ohmmetro e il collaudo non siano anche accidentalmente superati i limiti di tensione, di corrente, dissipazione, ecc. prescritti dal costruttore. Gli strumenti impiegati devono essere messi a terra insieme al ricevitore in modo da evitare che la tensione alternata di alimentazione, eventualmente presente tra terra e telaio dello strumento, possa essere applicata all'apparecchio. Un contatto accidentale tra base del transistore e massa può distruggere il transistore stesso. Infine l'applicazione dell'ohmmetro tra due elettrodi di uno dei transistori può causarne la distruzione.

3) Facendo funzionare l'apparecchio con l'altoparlante staccato si supera la tensione limite inversa del transistore finale che viene danneggiato irrimediabilmente. Si consiglia pertanto di applicare la tensione di alimentazione all'apparecchio solo dopo che l'altoparlante è stato collegato.

4) Ricordarsi di allineare il compensatore di antenna dopo l'installazione.

(*g. b.*)

Convertitore autooscillante per onde medie equipaggiato con il transistore OC170

Si descrive uno stadio convertitore autooscillante precedentemente equipaggiato con il transistore OC 44 e successivamente rielaborato per funzionare con il transistore OC 170.
Il guadagno di conversione realizzato in questo nuovo circuito è di circa 28 dB (inteso come rapporto tra la potenza del segnale ai capi del filtro di m.f. e quella disponibile ai morsetti del circuito di antenna). La tensione oscillante è 150 mV con tensione di alimentazione $V_B = 9$ V e di 50 mV con tensione di alimentazione $V_B = 4{,}5$ V. Questo circuito non dà inconvenienti derivanti da sovraccarico e da presenza di armoniche.

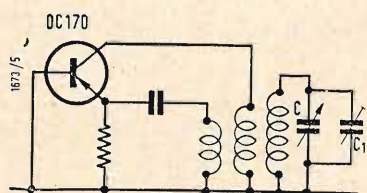



Fig. 1 - Schema elettrico di principio dell'oscillatore. I valori dei componenti sono riportati nello schema elettrico completo del convertitore fig. 5, pag. 329).

IL CAMPO di funzionamento di questo stadio convertitore autooscillante aquipaggiato con il transistore a lega e diffusione OC 170 è compreso fra 520 kHz e 1600 kHz. La batteria di alimentazione è a 9 V. Per impedire il sorgere di oscillazioni, il collettore viene collegato ad una presa intermedia sul primario del filtro di banda, a doppio accordo, rappresentante il primo trasformatore di m.f. A questa presa l'impedenza è 10 kΩ. Si è scelto per l'impedenza della sorgente il valore di 1 kΩ, per avere una larghezza di banda accettabile e una buona cifra di fruscio dello stadio.

Il rapporto segnale disturbo è stato misurato su di un ricevitore completo comprendente un OC 170 come convertitore autooscillante, 2 x OC 170 amplificatori di m.f. 2 x OC 71 preamplificatori di b. f. e 2 x OC 72 finali di b.f.

1. - REGOLAZIONE IN C.C.

La corrente di collettore I_C del transistore convertitore OC 170 è regolata per 1 mA con tensione di batteria V_B di 9 V.

2. - L'OSCILLATORE

Il circuito è indicato in fig. 1.

La frequenza dell'oscillatore è compresa tra 972 kHz e 2052 kHz (media frequenza = 452 kHz).

Nel circuito descritto il condensatore di sintonia ha il valore di 169 pF (C_o = 9 pF). Il trimmer e l'induttanza della bobina dell'oscillatore hanno il valore di 37 pF e 129 µH rispettivamente (valori calcolati).

Data la completa indipendenza delle caratteristiche del transistore dalla frequenza, nel campo di frequenze considerato, la tensione dell'oscillatore, misurata entro tutta la gamma, è costante ed è influenzata solamente dall'impedenza dinamica del circuito accordato. Di conseguenza, per avere una tensione oscillante di valore costante in funzione della frequenza, il fattore di merito Q_o senza carico deve avere un certo andamento (il Q_o misurato alla frequenza di 1 MHz e alla frequenza di 2 MHz è rispettivamente 135 e 70, come risulta dalla fig. 2).

Fig. 3 - Circuito d'ingresso con i valori dei componenti.

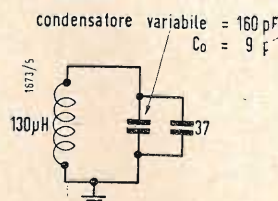



Fig. 4 - Circuito dell'oscillatore con valori dei componenti.

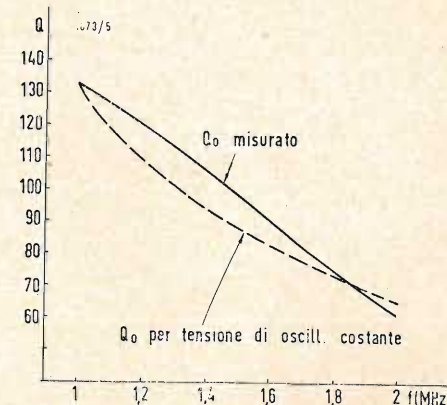



Fig. 2 - Andamento del fattore di merito (Q_o) in funzione della frequenza.

Siccome l'eventuale bloccaggio dell'oscillatore (squegging) dipende dal valore del condensatore di accoppiamento all'emettitore, il valore massimo consentito di quest'ultimo è stato valutato in 68 nF (valore scelto = 33 nF).

In relazione al minimo fruscio la tensione dell'oscillatore, misurata alla tensione di batteria di 9 V, ammonta a 150 mV.

Riducendo a metà la tensione di alimentazione, la tensione oscillante diventa di poco superiore a 50 mV.

Fig. 5 - Schema elettrico dello stadio convertitore-autooscillante equipaggiato con il transistore OC 170.
Elenco dei componenti:
R_1 = 5,6 kΩ; R_2 = 22 kΩ; R_3 = 1,8 kΩ; R_4 = 2 kΩ.
C_1 = 490 pF condensatore variabile; C_2 = 160 pF condensatore variabile; C_3 = 60 pF max; C_4 = 60 pF max; C_5 = 47 nF; C_6 = 33 nF; C_7 = 1 nF; C_8 = 1 nF; C_9 = 15 nF; C_{10} = 2,2 nF; C_{11} = 100 nF.
L_1 = 47 spire (8 x 0,04), diametro del supporto = 12 mm; L_2 = 4 spire (8 x 0,04); L_3 = 105 spire, 124 µH (presa alla 50.ma spira); L_4 = 105 spire, 124 µH (8 x 0,04); L_5 = 6 spire (8 x 0,04); L_6 = 2 spire (8 x 0,04); L_7 = 104 spire (8 x 0,04).

3. - CONVERTITORE

3.1. - Oscillazioni parassite

Oscillazioni alla frequenza della m.f. possono aver luogo qualora sul collettore il segnale di m.f. risulti eccessivamente elevato. Questa situazione è identica a quella riscontrata in uno stadio di m.f. equipaggiato con un transistor OC 170. Nel caso del convertitore autooscillante la situazione è ancora peggiore. Infatti, se lo stadio convertitore si trova in condizioni di sovvraccarico, il segnale di media frequenza viene riportato all'ingresso tramite il diodo collettore-base. Se il circuito di antenna si trova accordato sulla seconda o sulla terza armonica della media frequenza, lo stadio entra in oscillazione. Questo inconveniente è stato risolto introducendo una presa sul primario del filtro passabanda di m.f. in maniera tale che l'impedenza su questo punto non superi 10 kΩ.

3.2. - Circuito d'ingresso

All'ingresso viene impiegato un circuito accordato con nucleo in ferrite. Per avere il minimo fruscio l'impedenza sulla presa di questo circuito dovrebbe essere di 400 Ω (impedenza della sorgente dello stadio convertitore). Tuttavia, impiegando il nucleo in ferrite (4B) tale presa riduce la larghezza di banda.

Per aumentare la larghezza di banda si deve passare su un valore di impedenza della sorgente pari a 1 kΩ, nel qual caso la figura di fruscio risulta di poco aumentata.

3.3. - Padding

Il condensatore variabile impiegato nello stadio convertitore autooscillante rende necessario l'impiego di un condensatore padding nel circuito d'antenna. I punti di taratura si trovano alla frequenza di 593 kHz e 1527 kHz.

I valori calcolati per i circuiti di aereo e di oscillatore sono indicqti in fig. 3 e in fig. 4 rispettivamente.

4. - MISURE

La tensione dell'oscillatore in funzione della frequenza e la tensione della batteria misurata tra emettitore e massa sono indicati in fig. 6.

La conduttanza di ingresso dello stadio convertitore in funzione della frequenza del segnale misurata tra base e massa è indicata in fig. 7.

Il guadagno di conversione, indicato in fig. 8, è stato misurato in funzione della frequenza del segnale. Esso viene definito come rapporto tra potenza del segnale di m.f. nella resistenza di carico (impedenza d'ingresso dello stadio successivo di m.f.) collegata ai terminali di uscita del trasformatore di m.f. e la massima potenza del segnale r.f. presente nel circuito di antenna.

In fig. 5 viene indicato lo schema del circuito e i rispettivi componenti. A

Fig. 6 - Tensione dell'oscillatore in funzione della frequenza per due differenti valori della tensione di alimentazione.

Fig. 7 - Conduttanza d'ingresso in funzione della frequenza.

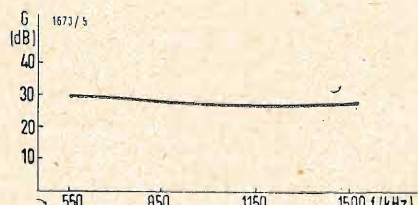



Fig. 8 - Guadagno di conversione in funzione della frequenza.

Ricevitori del surplus italiano: l'OC7 della Allocchio Bacchini e C.

0261 – *Richiedenti diversi.*

Il ricevitore OC7 è stato costruito dalla società Allocchio Bacchini & C. intorno al 1935 ed anni susseguenti, ed è adatto per la ricezione nella gamma d'onda compresa fra 8 e 130 metri. Si tratta di un circuito supereterodina che, malgrado l'anno di costruzione, presenta notevoli doti di stabilità e sensibilità e che fa uso delle seguenti valvole: Amplificatrice ad alta frequenza (78), sovrappositrice (77), oscillatrice a radio frequenza (77), prima amplificatrice di MF (78), seconda amplificatrice di MF (78), rivelatrice, CAS e preamplificatrice di BF (75), oscillatrice di BF (beat) (77), amplificatrice finale di potenza (41).

Tale apparecchio può essere alimentato sia tramite corrente continua (6V e 220 V) sia tramite corrente alternata, in tal caso occorre disporre di un alimentatore simile a quello originale di figura 2. Lo schema elettrico del ricevitore OC7 è illustrato in figura 1.

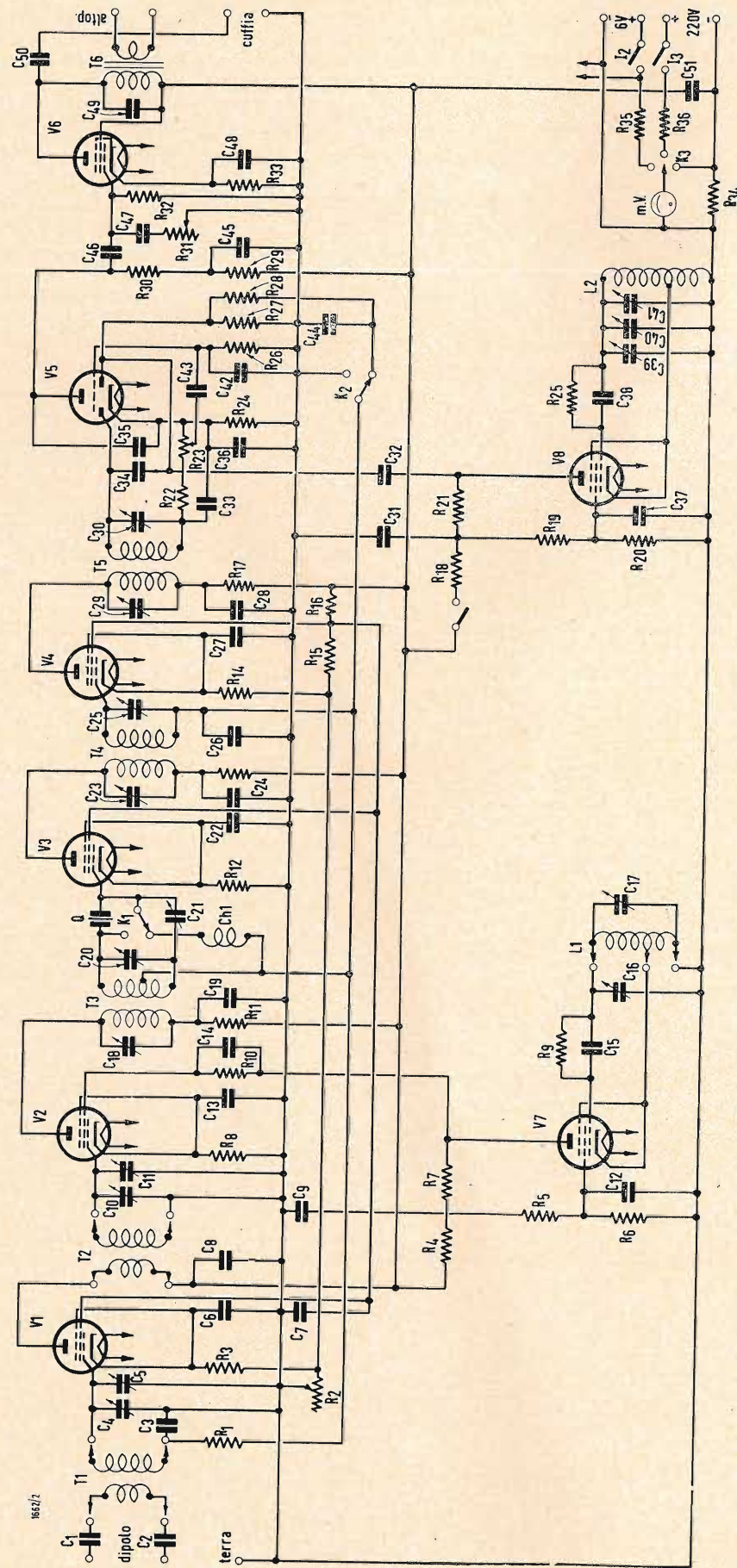
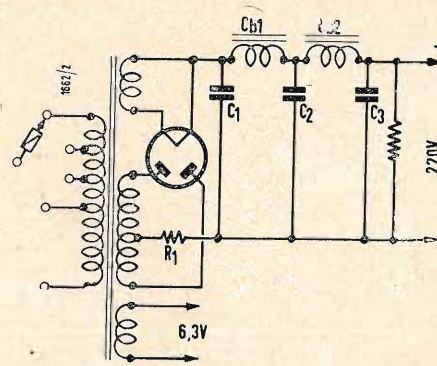
Il cambio gamma si comanda tramite un apposito commutatore a 5 scatti e copre le seguenti gamme: 1°) 7,5/14,5 metri, 2°) 14,5/27 m. 3°) 23/43 m. 4°) 40/75 m. 5°) 66/130 m. In qualche esemplare si potrà rilevare una suddivisione di gamma leggermente diversa. In tale tipo di commutatore se era già adottato l'accorgimento di far ruotare le bobine montate su tamburi coassiali. Il circuito di aereo è stato studiato in modo tale da permettere di ottenere un rendimento molto elevato.

La sintonia in ogni gamma è fatta tramite una manovella laterale che comanda un meccanismo di demoltiplica a vite senza fine e che permette di leggere sui due quadranti fino ad 1/2400 della rotazione di 180°. Ciò permette una facile ricerca delle stazioni.

Un circuito filtro a cristallo si trova nel circuito anodico della valvola mescolatrice e può essere incluso tramite apposito commutatore a manopola. Esso ha il compito di rendere il ricevitore maggiormente selettivo, ciò naturalmente a danno della sensibilità.

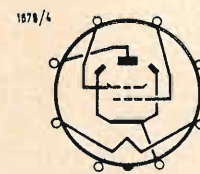
Tutti i circuiti compresi quelli di media frequenza sono sintonizzati a mezzo di compensatori semi fissi in aria: le bobine di media frequenza sono avvolte in aria con filo Litz. Ogni trasformatore possiede due circuiti accordati a filtro di banda dimodoché la qualità della ricezione telefonica è buona.

Il CAV può essere incluso od escluso tramite apposita manopola. Quando è escluso la polarizzazione delle griglie degli stadi amplificatori è data dalle rispettive cadute delle resistenze catodiche. Un controllo manuale di sensibilità consente di variare la polarizzazione base di griglia della prima valvola amplificatrice a RF e della seconda amplificatrice di media frequenza. Mediante un interruttore è possibile inserire l'oscillatore di nota che è connesso con accoppiamento elettronico al diodo rivelatore.

Nel circuito di placca del pentodo finale si trova un trasformatore di uscita avente un secondario adatto per impedenza a 4 Ω. Su tale impedenza il ricevitore può fornire una potenza di 2,5 W. In derivazione sul primario si trova una coppia di boccole per l'uso di una o più cuffia ad impedenza elevata (4000-7000 Ω). Dato che non esiste componente continua di uscita, i circuiti utilizzatori debbono essere soltanto dimensionati in base alla potenza massima ammessa. Uno strumento inserito nel circuito di alimentazione consente di controllare il normale funzionamento delle valvole. Esso infatti permette il controllo della tensione anodica e di quella dei filamenti, oltre al controllo della corrente anodica.

Il ricevitore è stato studiato per essere collegato ad un antenna di 20 metri. Se si riceve una stazione telefonica si deve tenere il CAV incluso con il comando di sensibilità AF al massimo regolando il volume tramite il comando *intensità BF*. Se la stazione è telegrafica si deve escludere il CAV tenendo prevalentemente il comando BF al massimo e regolando il volume agendo sul comando *sensibilità AF*. Nel caso la stazione telegrafica non sia modulata è necessario includere l'oscillatore di nota agendo sul relativo comando fino ad ottenere la tonalità desiderata.

Il cristallo a quarzo si dovrà usare nel modo seguente: 1°) Sintonizzarsi sulla stazione che disturba e che perciò non si desidera ricevere. 2°) Regolare il comando selettività fino ad ottenere il minimo di ricezione. 3°) sintonizzarsi sulla stazione che si deve ricevere. 4°) regolare il comando «nota» fino ad ottenere la tonalità desiderata.

Occorre tenere presente che qualora il ricevitore sia alimentato in alternata lo strumento non controlla la tensione di accensione. L'alimentatore originale di cui alla figura 2, è formato da un trasformatore da 60 W adatto per tensioni comprese fra 110/220 V 42/60 periodi oltre la tensione di accensione per i filamenti. Esso dispone di una valvola 80 per il raddrizzamento di ambedue le semionde e da un filtro passa basso per il livellamento.

Da notare che se le viti che fissano i tamburi rotanti all'albero non sono ben strette, i tamburi stessi si possono spostare in modo da non consentire ai coltelli di innestarsi nelle mollette. Tale guasto che può rendere il ricevitore muto si rimedia rimettendo in fase i tamburi e stringendo accuratamente tutte le viti. Se ruotando la manopola di sintonia si sente del fruscio è opportuno pulire le spazzole delle lamine mobili del variabile e piegandole in modo che assicurino un buon contatto con il rotore.

La vite senza fine deve essere pulita accuratamente con del petrolio e lubrificata con olio di vaselina.

Il valore della media frequenza di questo ricevitore è 465 kHz.

(*P. Soati*)

Fig. 1/0261 - Schema elettrico del ricevitore OC7.

Fig. 2/0261 - Alimentatore in alternata per il ricevitore OC7.

Informazione sul termistore CB 32J2

0262 – *Elettromeccanica Del Bono – Genova.*

L'articolo de *l'antenna* nel quale si faceva riferimento al termistore CB 32J2 era stato estratto dalla rivista *Electronic Industries*, come segnalato in calce allo stesso.

Ad ogni modo detto articolo aveva un carattere generale, per quanto si riferisce al comportamento dei termistori in particolari condizioni di funzionamento. Perciò è ovvio come il suddetto tipo di termistore, di produzione americana, possa essere sostituito con uno, dei tanti tipi, aventi caratteristiche similari rintracciabili in Italia. Tutti i principali negozi fornitori di materiale radioelettrico sono in condizioni di poter fornire una vasta serie di termistori: ad ogni modo ecco l'elenco delle principali ditte alle quali ci si può rivolgere per eventuali richieste: Philips, Neohm, Microfarad, Elettrocica Metal Lux, Gbc, Marcucci ecc.

(*P. Soati*)

Corso di televisione a dispense, strumenti di misura, schemario TV

0263 – *Sig. A. Marsiletti – Mantova.*

Rispondo ordinatamente ai diversi quesiti posti:

a) Nel corso di televisione la cui pubblicazione a dispense ha avuto inizio, con notevole successo recentemente, al momento opportuno, cioè quando si affronterà la parte pratica, verranno illustrate le apparecchiature di laboratorio per il video tecnico ed il modo di inserirle nei vari circuiti.

b) Per quanto si riferisce alle diverse apparecchiature di controllo fornite dal commercio, il nostro compito non può che essere limitato alla illustrazione dei diversi usi ai quali esse possono essere destinate ed alla descrizione generica dei relativi circuiti. Evidentemente, per ragioni ovvie, ed anche perchè non ci è possibile collaudare tutti gli strumenti di misura che sono attualmente in commercio in Italia, non possiamo fare dei confronti sulla base di informazioni tecniche le quali potrebbero metterci in condizione di dare giudizi ben lontani dalla verità.

Del resto noi facciamo il possibile, tramite il notiziario industriale, di mettere il lettore nelle condizioni di scegliere, in base alle caratteristiche illustrate, lo strumento che maggiormente si addice alle sue necessità.

c) Posso assicurarla, per competenza pratica diretta, che lo *Schemario TV* pubblicato dalla casa editrice *Il Rostro*, e quanto mai di più completo possa trovarsi in commercio attualmente. Tutti gli schemi pubblicati si riferiscono ad apparecchi televisivi circolanti esclusivamente in Italia, anche se di marca estera. Tale raccolta, malgrado il moltiplicarsi degli apparecchi in commercio, viene sempre aggiornata e se dei tipi più antiquati lo schema di qualche modello può essere mancante, si deve tenere presente che della stessa casa costruttrice è pubblicato certamente uno schema molto simile a quello dell'apparecchio che interessa. Ciò in relazione al fatto che un identico tipo di telaio e di circuito, viene generalmente usato per preparare una serie, sovente numerosa, di televisori noti con numeri o lettere, specificanti il modello, diversi l'uno dall'altro, a seconda della forma del mobile usato.

(*P. Soati*)

Caratteristiche ed informazioni sul tubo finale KT61 di produzione inglese e sul materiale della ditta Acrosound; amplificatore stereo 3+3 W.

0264 – *Sigg. S. Bievone – Torino; T. Meregalli – Varese.*

Il tubo KT61 al quale si fa riferimento nell'amplificatore stereo 14 + 14 descritto sul n. 2 de *l'antenna* di quest'anno, non ha alcun tubo perfettamente corrispondente e costruito in Italia. Come surrogato si potrebbe ricorrere al tipo 6P26, della Mazda, o alla valvola 6AQ5, ma in tal caso cadrebbero le osservazioni fatte in proposito nella parte dell'articolo che si riferisce al circuito. D'altra parte in Italia detto tubo può essere fornito, a richiesta, dalla ditta Martansini, Milano. Per quanto si riferisce al trasformatore di uscita Acrosound lo stesso, quasi certamente, può essere fornito dalla ditta Larir Milano

Ecco le caratteristiche del tubo KT61: Filamento: 6,3 V 0.95 A; V_a = 250 V (275); V_{g1} = — 4,4 V (— 7); V_{g2} = 250 V (275); I_a = 40 mA (72 mA); I_{g2} = 7,5 mA (12 mA); S = 10,5 mA/V; R_i = 70.000 Ω; Carico anodico 6.000 Ω (10.000 Ω); R catodica = 90 Ω (80 Ω); Dissipazione anodica max = 10 W; Potenza di uscita 4,3 W (11,5 W); Capacità anodica-g_1 = 1,2 pF; Capacità di entrata = 16,5 pF; Capacità di uscita = 9 pF. Zoccolo come da figura 1.

In figura 2 si riporta lo schema di un amplificatore stereo avente la potenza di uscita di 3 W per canale con una sensibilità di ingresso da 150 mV e avente una risposta di frequenza ± 1 dB fra 50-20.000 Hz per una uscita di 3 W. Distorsione armonica totale inferiore al 3%. Comandi di volume concentrici che permettono la regolazione individuale di ogni canale oppure la regolazione contemporanea di entrambi i canali. Regolatore dei toni bassi in tandem per la regolazione simultanea dei due canali. Regolatore dei toni alti pure in tandem. Programma di commutazione a sette canali: Fono monoaurale, Sintonizzatore del canale A. Sintonizzatore del canale B, Fono stereo. Fono stereo reverse. Sintonizzatore stereo. Sintonizzatore stereo reverse. Ingresso per capsule piezoelettriche (ceramiche o a cristallo) e per sintonizzatore AM-FM. Uscita stereo 3 W per canale, uscita mono 6 W. Questo modello corrisponde al tipo Heatkit della ditta Larir alla quale si può rivolgere per qualsiasi informazione.

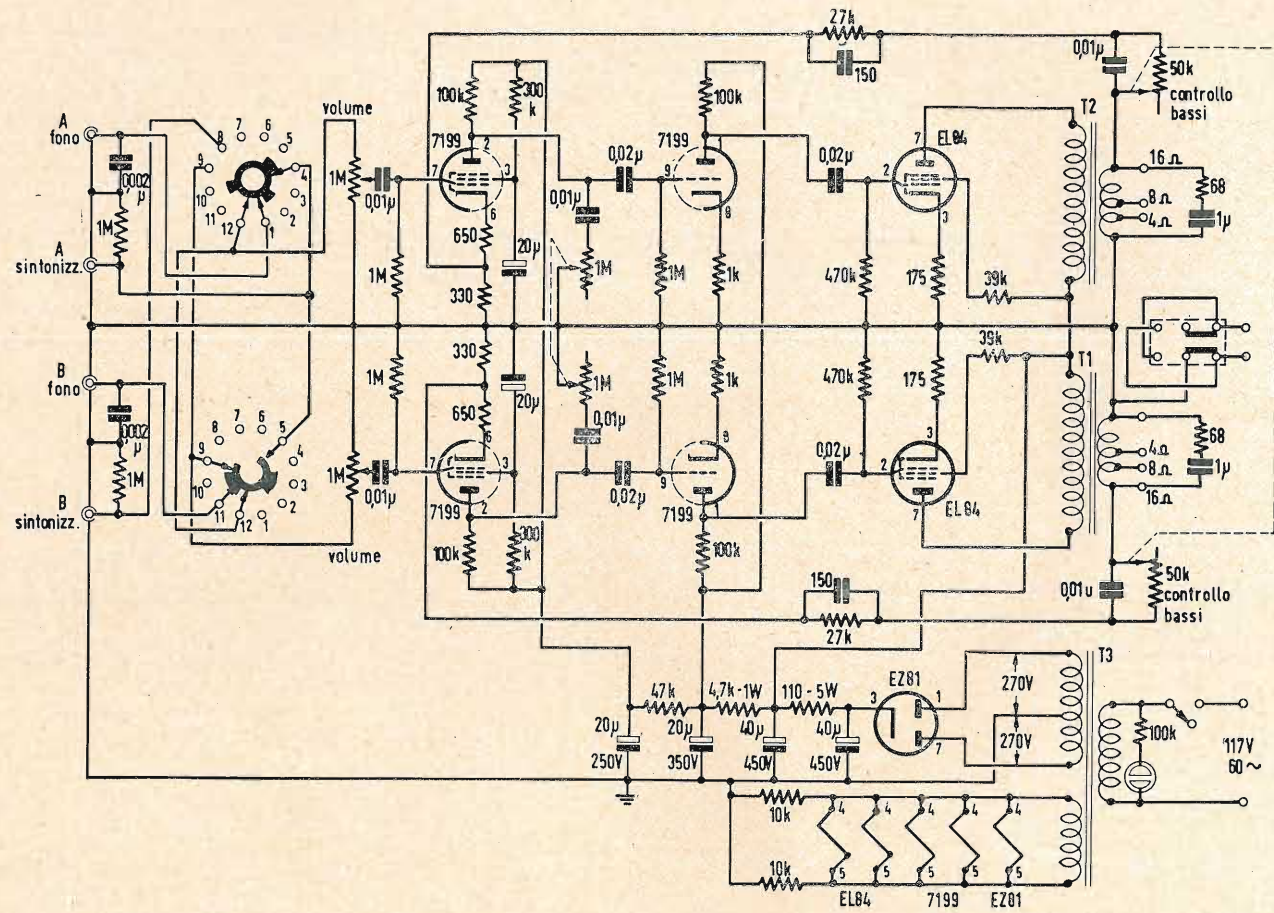
(*P. Soati*)

Fig. 1/0264 - Zoccolatura del tubo KT61.

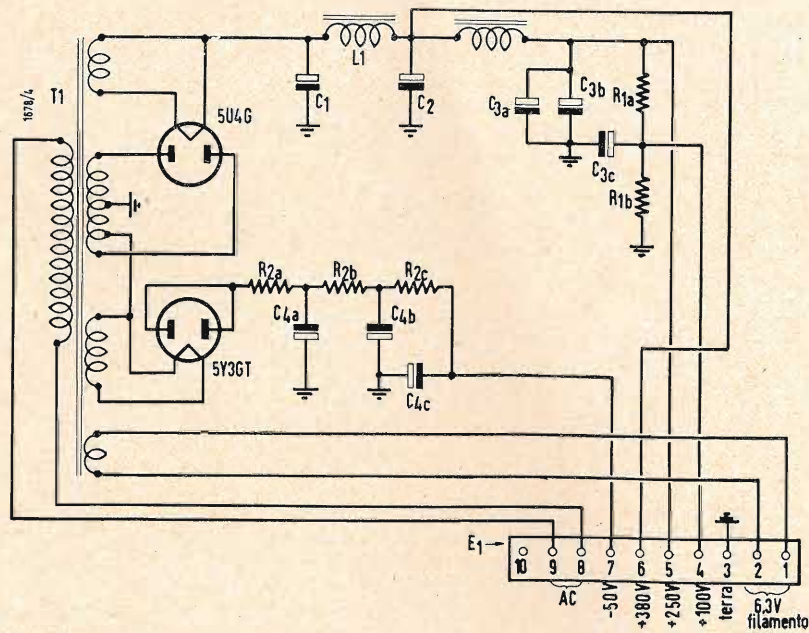
Apparecchi del surplus: Hammarlund super pro SP-400-X (noto con altri numeri nella serie BC).

0265 – *Sig. L. Venir – Udine e altri richiedenti.*

Il ricevitore Hammarlund - super - pro SP-400-X, noto anche con altre sigle del-

la serie BC, come è visibile dallo schema di figura 2, è composto da 16 valvole ed è adatto per la ricezione, in cinque gamme, sulle frequenze comprese fra 540-1240 kHz e 1240-30000 kHz. Rispondendo alla richiesta del signor Venir preciso che il filtro a cristallo comporta cinque posizioni delle quali, normalmente, le prime tre sono usate per la ricezione in fonia e le ultime due per la telegrafia. Dopo aver portato il *Cristal selectivity* nella posizione desiderata, a seconda del grado di interferenza, si agisce sul comando *Phasing* fino ad eliminare, o per lo meno a ridurre, il segnale interferente.

Le operazioni di sintonia, qualora siano effettuate con il *Main Tuning Dial*, debbono eseguirsi dopo aver portato il *Band spread* in posizione di 100. In tal caso la suddivisione di ogni gamma avviene nel modo seguente: 540-1240, 10 kHz; 1240-2860, 20 kHz; 2850-6300, 50 kHz; 6300-14000, 100 kHz; 13400-30000, 200 kHz. L'uso del *Band spread*, per le onde corte, deve essere fatto portando il *Main Tuning Dail* sulla frequenza più alta del tratto di gamma che si desidera esplorare (dovendo ad esempio esplorare in *Band spread* la gamma 7100-7200 kHz, si porterà il *Main Tuning Dail* in posizione 7200 kHz) agendo successivamente sul *Band spread*, in posizione 100 per la frequenza più alta ed in posizione O per la frequenza più bassa. Il valore della Media Frequenza è di 455 kHz.

In figura 1 riportiamo invece lo schema dell'alimentatore originale, il quale potrà essere realizzato in modo identico. Nello stesso sono riportati i valori di uscita, che corrispondono, a quelli che debbono essere applicati al ricevitore: ciò eviterà l'applicazione di valori errati come nel caso segnalato dal signor Venir.

Valore dei vari componenti: Condensatori - C_1 = Main tuning, C_2 = Band spread, C_3 = 620 pF mica, C_4 = 0.02 μF carta; C_5 = 0.05 μF carta; C_6 = 3-30 pF trimmer (hanno quest'ultimo valore tutti i seguenti trimmer: C_7, C_8, C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{20}, C_{21}, C_2 , C_{23}, C_{24}, C_{25}, C_{26} = 300 pF mica argentata; C_{27} = 620 pF mica; C_{28} = 0.02 μF carta; C_{29} = 0.05 μF carta; C_{30} = 300 pF mica argentata; C_{31} = 620 pF mica; C_{32} = 0.02 μF carta; C_{33} = 0.05 μF carta; C_{34} = 95 mmF mica argentata; C_{35} = 673 pF/mica argentata; C_{36} = 1500 pF mica argentata; C_{37} = 3300 pF mica argentata; C_{38} = 300 μF mica argentata; C_{39} = 51 pF mica argentata; C_{40} = 0.05 μF carta;

C_{41} = 0.05 μF carta; C_{42} = 120 pF mica argentata; C_{43} = 100 pF mica; C_{44} = 100 pF mica; C_{45} = non usato; C_{46} = 2-6 pF aria-Phasing; C_{47} = 0.02 μF carta; C_{48} = 85 pF mica argentata 2%; C_{49} = 0.05 μF carta; C_{50} = 100 pF variabile; C_{51} = 0.05 μF carta; C_{52} = 0.05 μF carta; C_{53} = 100 pF variabile; C_{54} = 0.05 μF carta; C_{55} = 100 pF variabile; C_{56} = 0.05 μF carta; C_{57} = 0.05 μF carta; C_{58} = 100 pF variabile; C_{59} = 0.05 μF carta; C_{60} = 5 pF mica argentata; C_{61} = 100 pF variabile; C_{62} = 0.05 μF carta; C_{63} = C_{64} = 51 pF mica; C_{65} = 0.05 μF carta; C_{66} = 51 pF mica; C_{67} = 100 pF variabile; C_{68} = 100 pF mica; C_{69} = 9 mmF variabile; C_{70} = 95 mmF mica argentata; C_{71} = 620 pF mica; C_{72} = 0.25 μF carta; C_{73} = C_{74} = 0.05 μF carta; C_{75} = 100 μF variabile; C_{76} = 5100 pF; C_{77} = 0.05 μF carta; C_{78} = 0.05 μF carta; C_{79} = 0.05 μF carta; C_{80} = C_{81} = 0.05 μF carta; C_{82} = 0.02 μF carta; C_{83} = 0.05 μF carta; C_{84} = 40 μF elettrolitico; C_{85} = C_{86} = 0.25 μF carta;

Resistenze: qualora non sia indicato altrimenti W = ½ W). R_1 = 500.000 Ω 1/3 W; R_2 = 10.000 Ω; R_3 = 2000 Ω; R_4 = 20 Ω; R_5 = 500.000 Ω 1/3 W; R_6 = 10.000 Ω; R_7 = 2.000 Ω; R_8 = 20 Ω; R_9 = 500.000 Ω; R_{10} = 10.000 Ω; R_{11} = 50.000 Ω 1/3 W; R_{12} = 24.000 Ω 2W; R_{13} = 50.000 Ω 1/3 W; R_{14} = 12.000 2 W; R_{15} = 2.000 Ω; R_{16} = 10.000 Ω; R_{17} = 24 Ω; R_{18} = 51 Ω; R_{19} = 300 Ω; R_{20} = 2.000 Ω; R_{21} = 2.000 Ω; R_{22} = 2.000 Ω; R_{23} = 10.000 Ω; R_{24} = 2.000 Ω; R_{25} = 2.000 Ω; R_{26} = 10.000 Ω; R_{27} = 51.000 Ω 1 W; R_{28} = 2.000 Ω; R_{29} = 100.000 Ω; R_{30} = 75.000 Ω; R_{31} = 51.000 Ω; R_{32} = 1 MΩ; R_{33} = 240.000 Ω; R_{34} = 4 Ω 2 W; R_{35} = 100.000 Ω; R_{36} = 510.000 Ω; R_{37} = 5.100 Ω; R_{38} = 51.000 Ω; R_{39} = 51.000 Ω; R_{40} = 1.000 potenziometro; R_{41} = 2.000 Ω; R_{42} = 24.000 Ω; R_{43} = 10.000 Ω; R_{44} = 1 MΩ = R_{45} = 2 MΩ; R_{46} = 50.000 Ω potenziometro; R_{47} = 4 Ω 5 W; R_{48} = 250.000 Ω potenziometro; R_{49} = 510.000 Ω; R_{50} = 300 Ω; R_{51} = 1.800 Ω; R_{52} = 3.000 Ω 1 W; R_{53} = 51.000 Ω 1 W; R_{54} = 510.00 Ω; R_{55} = 750 Ω 10 W.

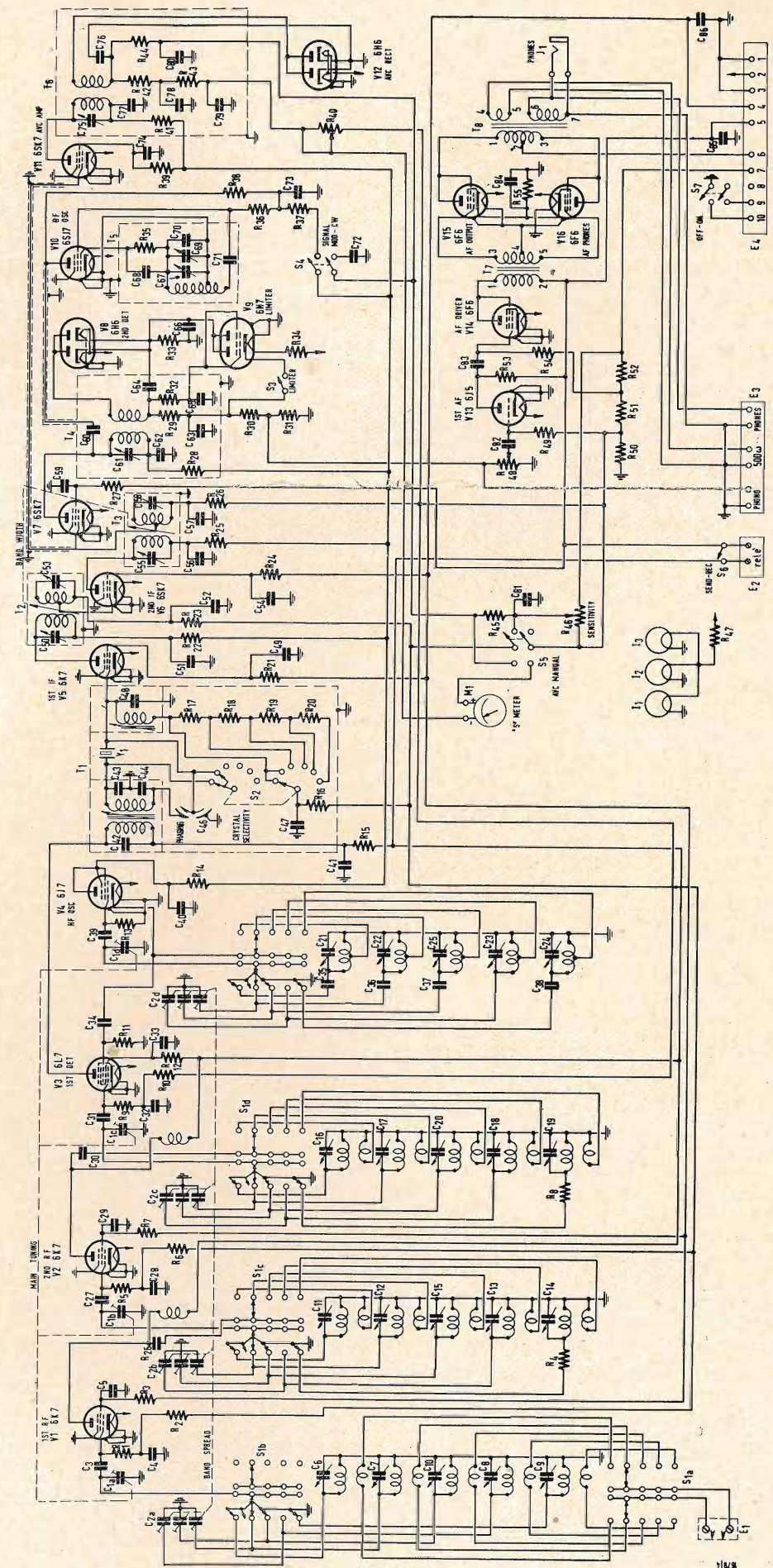
Varie: L_1, L_2, L_3, L_4, L_5 = trasformatori di antenna. L_6, L_7, L_8, L_9; L_{10} = non usato; L_{11} = trasformatore *RF* 1.24/2.86 MHz; L_{12} = T.RF 2.85/6.3 MHz; L_{13} = RF= 13.4/30 MHz; L_{14} = RF 540/1240 kHz; L_{15} == RF 6,3/14 MHz; L_{16} come L_{11}, L_{17} come L_{12}; L_{18} = come L_{13}; L_{19} = come L_{14}; L_{20} = come L_{15}; L_{21} = Oscillatore 1,24/2.86 MHz; L_{22} = oscillatore 2,85/6,3 MHz; L_{23} = oscillatore 13,4/30 MHz; L_{24} = 540/1240 kHz; L_{25} = oscillatore 6,3/14 MHz; L_{26} = 7/41 Litz, universal: L_{27} = 7/41 Litz universal; L_{28} = 7/41 Litz; L_{29} = 7/41 Litz universal; L_{30} = L_{28}; L_{31} = L_{29}; L_{32} = 7/41 Universal; L_{33} = 7/41 Universal; L_{34} = 7/41 Litz Universal; L_{35} = Choker; L_{35} = Choker.

M_1 = Strumento 0-200 micro-ampere. T_1 = Filtro selettività variabile (cristallo).

T_2 = Trasformatore MF selettività variabile; T_3 = T_2; T_4 = trasformatore MF; T_5 = Oscillatore (455 kHz). T_6 = Trasformatore MF; T_7 = trasformatore di entrata BF push-pull. T_8 = Trasformatore di uscita BF push-pull.

Componenti per l'alimentatore: C_1 = 1 μF carta; 1000 V; C_2 = 16 μF elettrolitico 650 V; C3ABC = 8 + 8 + 8 μF elettrolitico 500 V; C_4 ABC = 8 + 8 + 8 μF 500 V elettrolitico. L_1 = Impedenza 160 Ω 25 H 160 mA; L_2 = Impedenza 1150 50 H 110 mA. R_1 = 18.000 con presa a 9500 Ω, 10 W; (R_{1A} = 8500; R_{1B} = 9500); R_2 = 18.000 con prese a 6500 e 6500, 10 W; (R_{2A} = 5000; R_{2B} = 6500; R_{2C} = 6500); T_1 = Del tipo universale.

(*P. Soati*)

segnalazioni brevetti

Stadio a bassa potenza per frequenze ultra-elevate (iperfrequenza) con filtro passabanda a circuito in conchiglie di tipo 2 a titolo di esempio per la ricezione di canali televisivi IV e V.
Telefunken G.m.b.H. a Berlino (7-1776)

Disposizione di circuito per la sincronizzazione di un generatore di oscillazione.
La Stessa. (7-1776)

Dispositivo elettronico a cellula fotoelettrica atto a contare il numero di volte in cui un fascio luminoso viene interrotto e in grado di chiudere un relè statisticamente con frequenza media voluta in corrispondenza ad una interruzione del fascio.
C.E.I. Controlli Elettronici Industriali a Bologna. (8-1939)

Tubo elettronico.
Eitel McCullough Inc. a San Bruno California (S.U.A.). (8-1939)

Dispositivo ad elettrodo semi-conduttivo particolarmente per tubi a scarica elettrica.
Philips' Gloeilampefabriken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi). (8-1940)

Perfezionamenti nella generazione e presentazione, sullo schermo di un tubo a raggi catodici, di simboli alfabetici, numerici e simili.
Rank Precision Industries Ltd, a Londra. (8-1940)

Struttura di griglia per dispositivi di scarica elettronica, avente un telaio di lamiera metallica con finestra centrale e procedimento di fabbricazione di tale struttura di griglia.
Sylvania Electric Products Inc. a New York (S.U.A.). (8-1940)

Assorbitore, particolarmente per la eliminazione di gas residui in dispositivi elettronici a vuoto.
Union Carbide Corporation a New York (S.U.A.). (8-1940)

Commutatore rotativo a tastiera per apparecchi radioriceventi od elettronici.
Radio Var di C. Vichi & G. Cesari a Milano. (8-1946)

Perfezionamento nei dispositivi a rullo per telescrittori e simili.
Creed and Company Ltd. a Croydon Surrey (Gran Bretagna). (8-1946)

Perfezionamenti nei sistemi per la deviazione del fascio di raggi dei tubi a raggi catodici per televisione.
Philco Corporation a Philadelphia Pennsylvania (S.U.A.). (8-1948)

Sistema di ricezione, e conversione a colori, di normali trasmissioni televisive in bianco e nero.
Tedeschi Giulio a Roma. (8-1948)

Cravatta di attacco per conduttori elettrici e canalizzazioni varie.
Groux Claude (Francia). (11-2531-818)

Circuito elettrico utilizzante il fenomeno della superconduttività particolarmente circuiti criogenici bistabili, monostabili e astabili.
International Business Machines Corporation (USA). (11-2531-966)

Perfezionamento nella struttura degli isolatori elettrici, particolarmente per impianti ad alta tensione.
Petrolite Corporation (USA). (11-2531-817)

Perfezionamenti apportati ai magnetometri utilizzanti l'effetto hall.
Commissariat à l'Energie Atomique (Francia). (11-2532-386)

Lega atta ad essere separata per la fabbricazione di elementi di compensazione della temperatura di circuiti magnetici permanenti.
Deutsche Edelstahlwerke (Germania). (11-2532-091)

Perfezionamento nei materiali magnetici e relativo procedimento per la loro fabbricazione.
General Electric Company (USA). (11-2532-493)

Perfezionamento nei materiali magnetici e relativo metodo di produzione
La stessa. (11-2532-008)

Materiali magnetici.
La stessa. (11-2532-187)

Processo e dispositivo per la conformazione di fogli di alluminio per condensatori elettrolitici.
Aluminium Walzwerke Singer (Germania). (11-2532-257)

Elettrolito per condensatori elettrolitici, in particolare per condensatori elettrolitici per basse temperature.
Siemens & Halske (Germania). (11-2532-286)

Perfezionamento nelle lampade elettroluminescenti e relativo procedimento di fabbricazione.
General Electric Company (USA). (11-2532-808)

Relè a tempo ritardato munito di interruttore a mercurio in cui la velocità di deflusso del mercurio attraverso un foro è controllata da un elemento filiforme attraversante il foro stesso.
Ferraris Vittorio (Italia). (11-2532-588)

Bobina di reattanza per lampade luminescenti o simili.
May & Christe (Germania). (11-2533-311)

Elementi di rivestimento trasparente elettroconduttore in forma di strisce distanziate, particolarmente utili nei tubi a raggi catodici a catodo piano.
Pittsburgh Plate Glass Company (USA). (11-2533-544)

Circuito per oscilloscopi analizzatori.
United Kingdom Atomic Energy Authority (Inghilterra). (11-2533-829)

Lampada multipla.
Mosca Salvatore (Italia). (11-2533-644)

Procedimento di ricristallizzazione di filamenti preferibilmente avvolti secondo almeno un'elica cilindrica mediante passaggi di corrente elettrica attraverso i filamenti posti in un campo magnetico e filamenti ottenuti mediante tale procedimento.
Philips' Gloeilampenfabrieken N.V. (Paesi Bassi). (11-2533-353)

Circuito monostabile a due stati impiegante transistori.
International Business Machines Corporation (USA). (11-2533-207)

Dispositivi semiconduttori e procedimento per la loro fabbricazione.
Radio Corporation of America (USA). (11-2533-306)

Camera per gas rari per raddrizzatori di corrente a vapori di mercurio, sprovvisti di pompa.
Soc. AN. des Ateliers de Secheron (Svizzera). (11-2533-392)

Perfezionamento negli accumulatori elettrici.
Electric Storage Battery Company (USA). (11-2533-408)

Metodo ed apparecchio per la conversione diretta di energia termica in energia elettrica.
General Electric Company (USA). (11-2533-715)

Perfezionamenti nei complessi a tappi di sfogo per batterie di accumulatori elettrici a più elementi.
Joseph Lucas Ltd. (Gran Bretagna). (11-2534-883)

Perfezionamenti nei dispositivi di allarme per difetti nei sistemi di comunicazione ad onda portante.
International Standard Electric Corporation (USA). (11-2537-948)

Sintonizzatore atto a funzionare senza alimentazione, particolarmente adatto per la ricezione di segnali emessi mediante filodiffusione.
Borio Mario (Italia). (11-2537-874)

Strumento portatile per il controllo e la misura dei segnali a radiofrequenza di filodiffusione presenti su linee telefoniche e simili.
La stessa. (11-2537-875)

Sistema di mezzi per realizzare una radiodiffusione stereofonica mediante una sola onda portante modulata in frequenza.
Caramagna Umberto (Italia). (11-2537-477)

Apparecchio accensorio per macchine telescriventi.
Anstalt Europaische Handelsgesellschaft (Lichtenstein). (11-2537-759)

Perfezionamento negli avvolgitori di nastro facenti parte di macchine telegrafiche, calcolatrici e simili.
Creed and Company Ltd. (Gran Bretagna). (11-2537-794)

Perfezionamento nella alimentazione di nastro alle macchine telegrafiche di conteggio e simili.
La stessa. (11-2538-947)

Perfezionamenti ai trasduttori elettroacustici specialmente ai microfoni per telefonia.
Urmet (Italia). (11-2538-954)

Sistema concentratore di linee a memoria centralizzata.
Western Electric Co. Inc. (USA). (11-2538-176)

Radar di scoperta aereonavale ad impulsi intercalati.
S.M.A. (Italia). (11-2538-431)

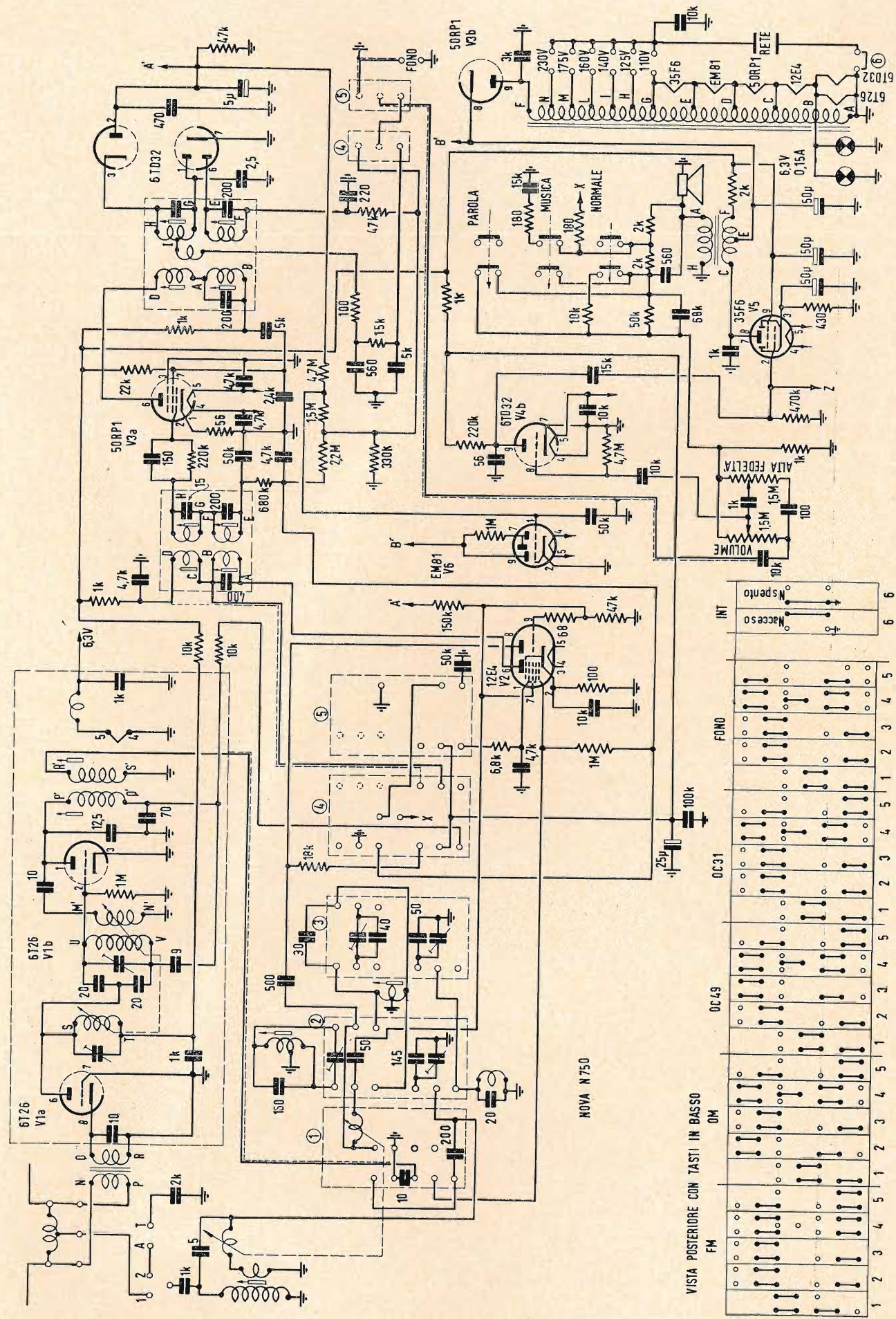
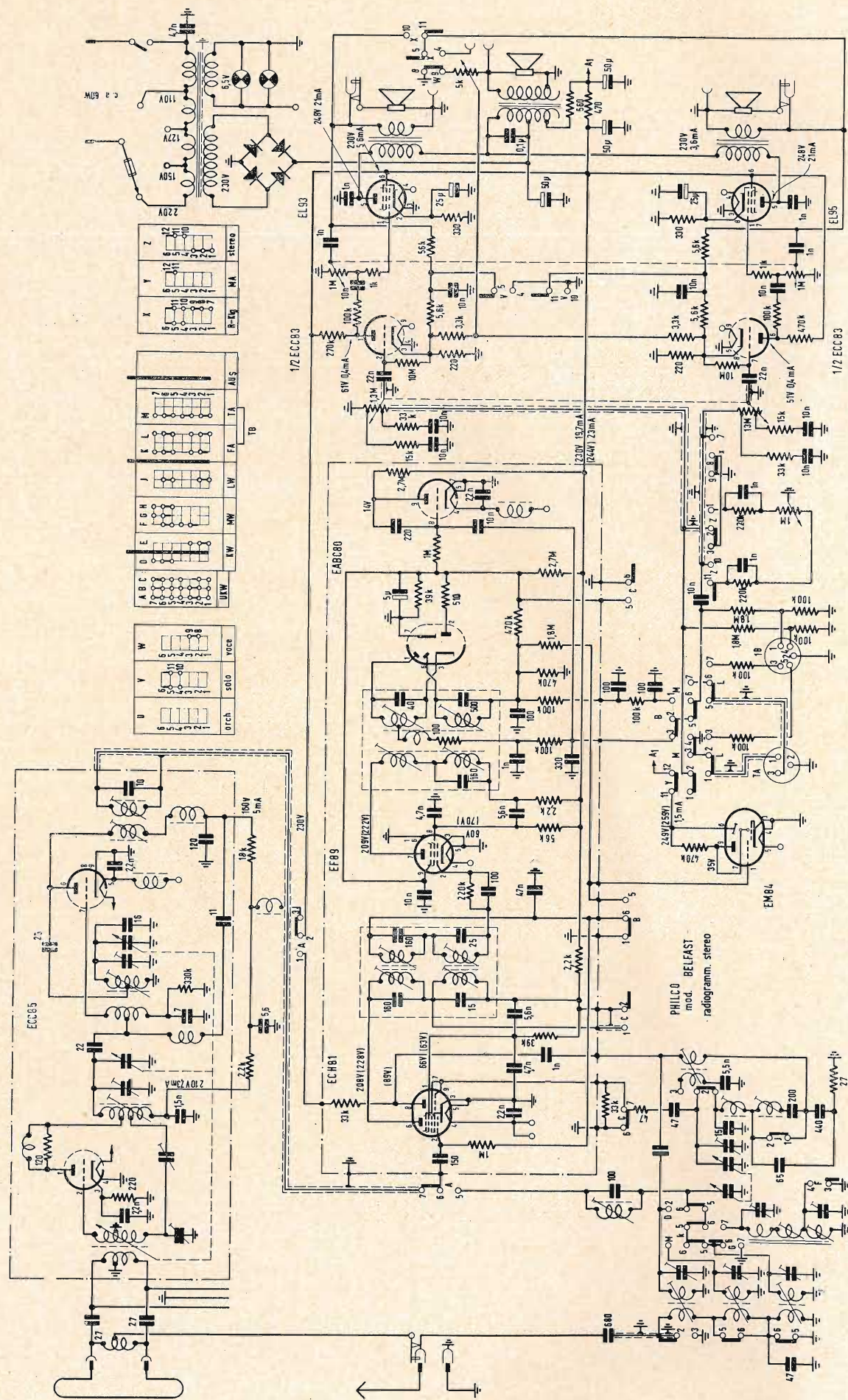
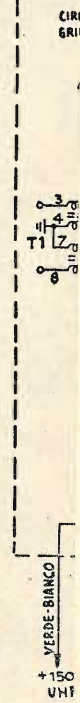
Perfezionamenti nei tubi di immagine per sistemi di televisione a tre colori comprendenti le bobine di deflessione.
Philips' Gloeilampenfabrieken (Paesi Bassi). (11-2538-989)

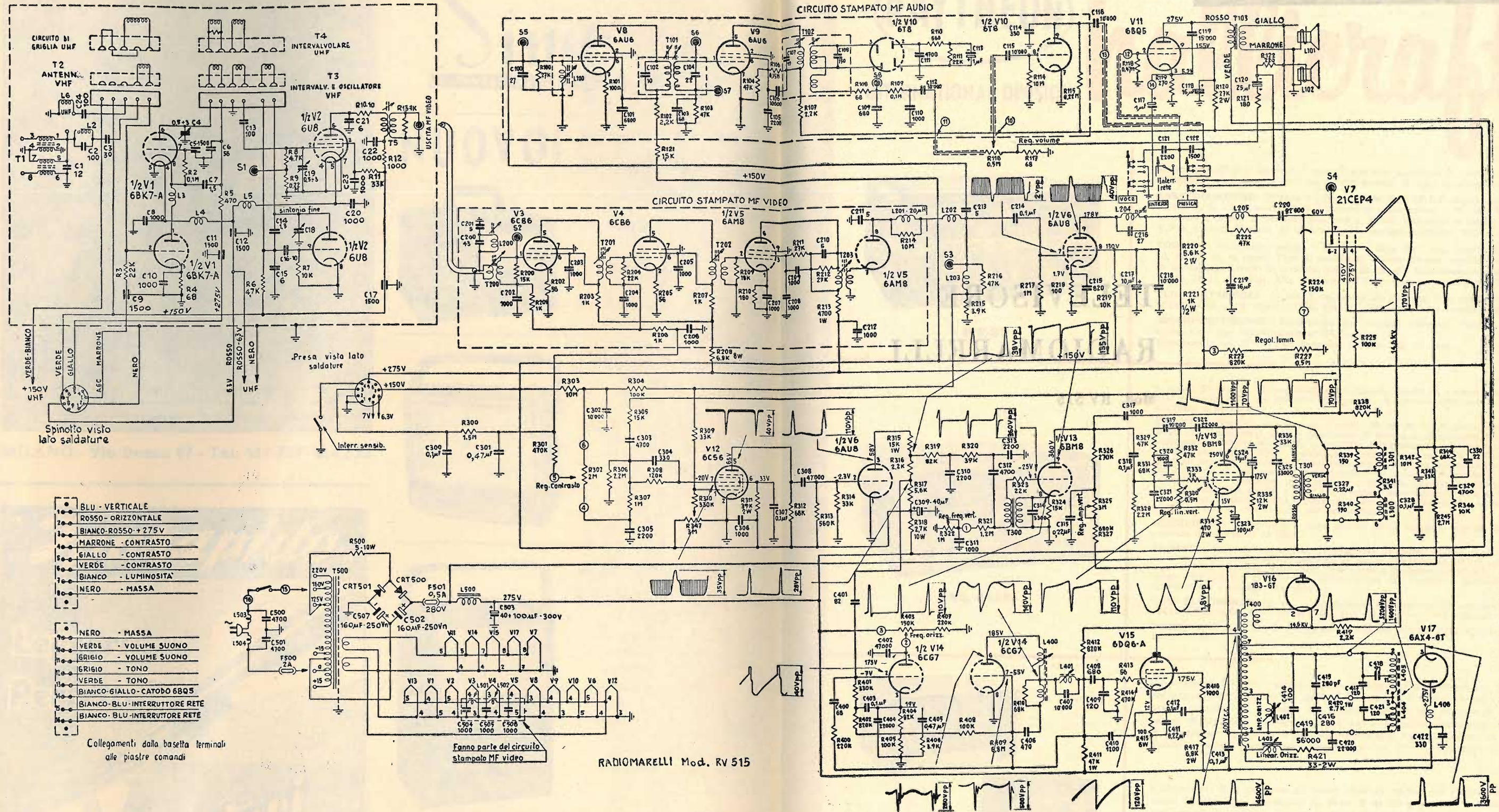
Perfezionamenti nei tubi a raggi catodici per la riproduzione a colori.
La stessa. (11-2538-002)

Perfezionamenti agli equipaggiamenti di radio-indagine a impulso unico.
Compagnie Française Thomson-Houston (Francia). (11-2538-578)

Perfezionamenti ai sistemi di rivelazione elettromagnetica di occetti mobili.
Compagnie Generale di Télégraphie sans Fil (Francia). (11.2538.361)

Chi desidera copia dei succitati brevetti può rivolgersi a:
Consulenza Tecnico Legale per Brevetti
Organizzazione Radobor
Ufficio Tecnico Internazionale
Via San Michele del Carso 4 - Tel. 468.914
Milano (Italia)

archivio schemi

Schema elettrico del radioricevitore AM-FM, Nova N 750

Schema elettrico del radioricevitore AM-FM, radiogrammofono stereo, Philco mod. Belfast

TELEVISORE RADIOMARELLI

Mod. RV 515

Schema

Schema elettrico del ricevitore TV - RADIOMARELLI, mod. RV 515

PROTECT IT WITH
KRYLON
CRYSTAL CLEAR
SPRAY COATING
RADIO, TV, ELECTRONICS

FILI RAME ISOLATI IN SETA
FILI RAME SMALTATI AUTOSALDANTI CAPILLARI DA 004 mm A 0,20
FILI RAME ISOLATI IN NYLON
FILI RAME SMALTATI OLEORESINOSI
Rag. FRANCESCO FANELLI
VIA MECENATE 84/9 - MILANO
TEL. 710.01
CORDINE LITZ PER TUTTE LE APPLICAZIONI ELETTRONICHE

ENTRATA
USCITA
STABILIZZATORE
Daniel's

Gargaradio
R. GARGATAGLI

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprieta Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 720.175 - 720.736

VALVOLE E TUBI CATODICI

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER - Milano
Via Visconte di Modrone, 36
Tel. 700.131 - 780.388

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - 554.342

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

REGISTRATORI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304.190/97/98

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Milano
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

GIACOM & MACCIONE - Milano
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOCHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Piazza Savonarola, 10 -
Tel. 573.891 - 573.892

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 872.870 - 896.926 - 898.871

LARE - Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Trasformatori per Radio-TV Hi-Fi ecc.

TRASFORMATORI TORNAGHI Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA - Milano
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Amplificatori Marantz, Acoustic Research

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770
Amplificatori

POTENZIOMETRI

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 872.870 - 898.871 - 896.926

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

IARE - Torino
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
Antenne, amplificatori, accessori TV

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 872.870 - 898.871 - 896.926

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

CITE di O. CIMAROSTI -
S. Margherita Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE - Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

STARET - Milano
di Ing. E. PONTREMOLI & C.
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Stabilizzatori di tensione da 10 W a 500 W

RAPPRESENTANZE ESTERE

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Audio Devices, nastri magnetici, dischi vergini, Scully, macchine per incidere dischi

CELADA - Milano
Viale Tunisia, 4 - Tel. 278.069

CIFTE - Milano
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 -
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - Torino
Cinescopi, transistori, valvole

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

ELECTRONIA - Bolzano
Via Portici, 2
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

EXHIBO ITALIANA - Milano
Via General Fara, 39 -
Tel. 667.068 - 667.832

AVO - N.S.F. - Sennheiser -
Neuberger, ecc.

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r -
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791
Rappr. RCA

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

T. P. A. - Milano
Via Zuretti, 52 - Tel. 674.927
Registratori

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

CANDIANI Ing. E. - Bergamo
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Piazza Erculea, 9
Tel. 896.334 - 891.896

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Via Fol, 14
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

LAEL - Milano
Via Pantelleria, 4 - Tel. 391.267

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

SIAE - Milano
Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ASTARS RADIO di Enzo Nicola - Torino
Via Barbaroux, 9
Tel. 519.974 - 519.507
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

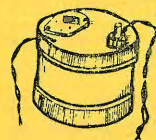
ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LARES - Paderno Dugnano
Via Roma, 98 - Tel. 922.354
Circuiti stampati

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MARCUCCI - Milano
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI - Milano
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

ALIMENTATORE in alterna per SONY ed altri tipi di ricevitori fino ad 8 transistors a 9 V. Elimina la batteria e riduce a zero il costo d'esercizio. Cambio tensioni per 125, 160 e 220 V. Munito di interruttore e lampada spia. Contro rimessa anticipata L. 1.980; contrassegno L. 2.100.

MICRON TV - Industria 65 - ASTI

MOLINARI ALESSANDRO - Milano
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S.A.C.E. CRYSTAL di G. F. Serri & C.
Livorno - Via Micheli 28 - Tel. 22.517
Cristalli di quarzo per tutte le applicazioni

SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI S.p.A. - S.G.S. - Agrate - Milano
Via C. Olivetti, 1 - Tel. 65.341/4
Uff. di Milano: Via C. Poma, 61
Tel. 723.977 - 730.874
Semiconduttori professionali - diodi - transistori e raddrizzatori al germanio e al silicio.

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Dezza, 47 - Tel. 487.727
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

SINUDYNE - S.E.I. - Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

T. P. A. - Milano
Via Zuretti, 52 - 674.927
Televisori BELL TELEVISION

ULTRAVOX - Milano
Via G. Jan, 5 - Tel. 222.142 - 228.327

VEGA RADIO TELEVISIONE - Milano
Via Pordenone, 8
Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.